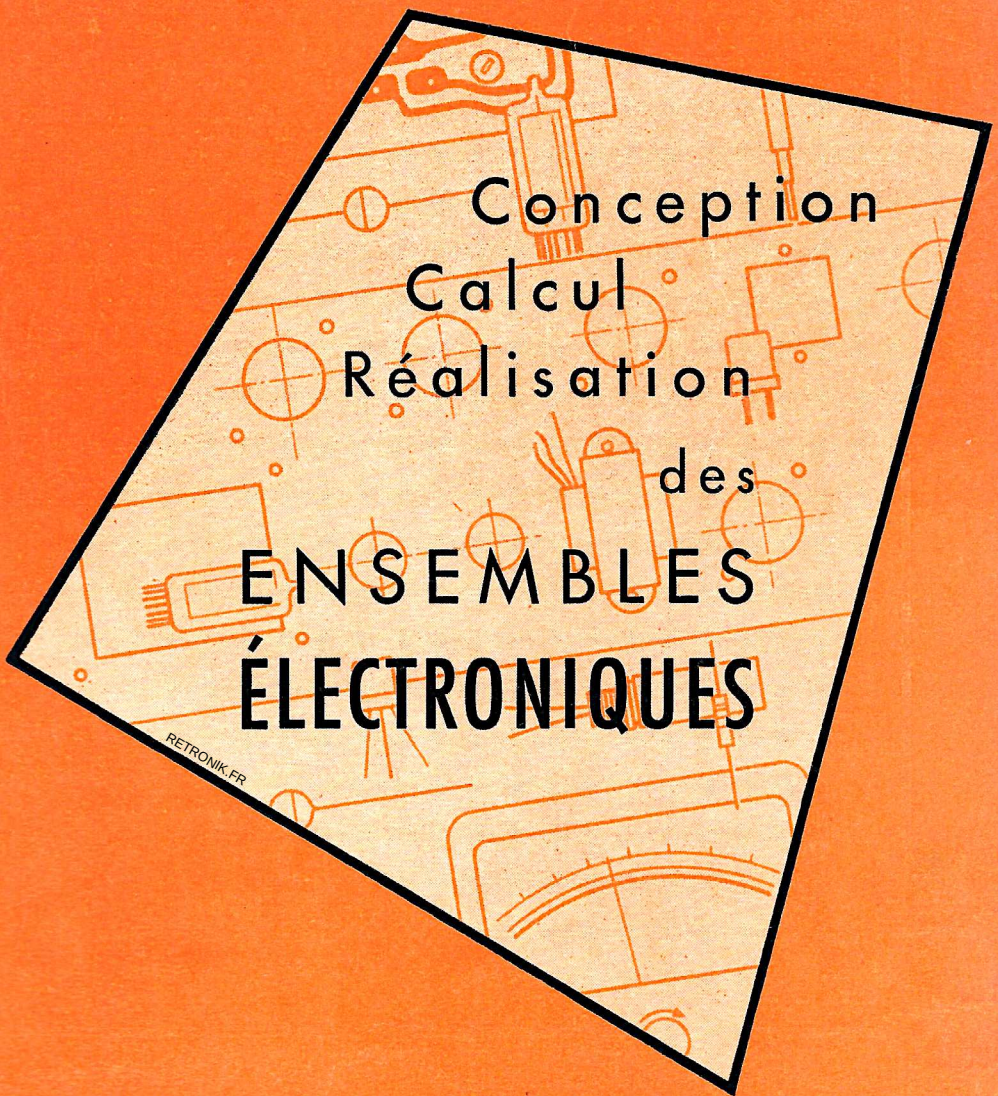
J.-P. ŒHMICHEN

PRATIQUE ELECTRONIQUE



SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

LES MEILLEURS LIVRES TECHNIQUES

40 ABAQUES DE RADIO, par **A. de Gouvenain.** — Recueil d'abaques pour la solution rapide de nombreux problèmes de radioélectricté.
40 planches 24 × 32 cm, accompagnées d'une brochure de 72 pages contenant les notions de théorie, le mode d'utilisation et de nombreux exemples numériques. **1.200 fr.**

APPAREILS A TRANSISTORS, par **H. Schreiber.** — Réalisation de récepteurs, amplificateurs, etc.
80 pages, format 16 × 24 ..... **480 fr.**

CARACTERISTIQUES OFFICIELLES DES LAMPES RADIO. — Utilisation, limites et courbes des tubes électroniques. Album 21 × 27 : 3 (Rimlock); 4 (7 broches); 5 (cathodiques); 6 et 7 (Noval) : chaque ..... **210 fr.**
Album 8 (Noval, troisième partie) ..... **300 fr.**

CIRCUITS ELECTRONIQUES, par **J.-P. Œhmichen.** — La solution de tous les problèmes électroniques. Etude des signaux : production, transformation, mesure et utilisation.
256 pages, format 16 × 24 ..... **1.200 fr.**

FORMULAIRE DE LA RADIO, par **W. Sorokine.** — Un ouvrage à avoir toujours sous la main.
96 pages, format 13 × 22 ..... **450 fr.**

LABORATOIRE RADIO, par **F. Haas.** — Tout ce qui concerne le laboratoire : sources de tension, instruments de mesure, voltmètres électroniques, oscillographe cathodique, étalons d'impédance, etc...
180 pages, format 13 × 21 ..... **360 fr.**

LEXIQUE OFFICIEL DES LAMPES RADIO, par **L. Gaudillat.** — Sous une forme pratique et condensée, toutes les caractéristiques de service, les culottages et équivalence des lampes européennes et américaines.
88 pages, format 13 × 22 ..... **300 fr.**

MESURES RADIO, par **F. Haas.** — Ce livre est la suite logique du « Laboratoire-Radio » du même auteur.
200 pages, format 13 × 21 ..... **450 fr.**

L'OSCILLOGRAPHE AU TRAVAIL, par **F. Haas.** — Méthodes de mesures et interprétation de 252 oscillogrammes originaux relevés par l'auteur.
252 pages, format 13 × 21 ..... **750 fr.**

PLANS DE TELECOMMANDE DE MODELES REDUITS, par **Ch. Pépin.** — Schémas et plans d'émetteurs et récepteurs pour la commande à distance.
32 pages, format 21 × 27 ..... **240 fr.**

LA PRATIQUE DE L'AMPLIFICATION ET DE LA DISTRIBUTION DU SON, par **R. de Schepper.** — Les principales notions d'acoustique; description des différents types de pick-up, microphones et haut-parleurs; calcul, réalisation et installation des amplificateurs.
320 pages, format 16 × 24 ..... **540 fr.**

RADIORECEPTEURS A PILES ET A ALIMENTATION MIXTE, par **W. Sorokine.** — Etude détaillée de l'alimentation et des différents étages. Schémas-types.
48 pages, format 27 × 21 ..... **300 fr.**

RADIO-TUBES, par **E. Aisberg, L. Gaudillat** et **R. de Schepper.** — Une documentation unique donnant instantanément et sans aucun renvoi toutes les valeurs d'utilisation et culottages de toutes les lampes usuelles. Reliure spéciale avec spirale en matière plastique.
184 pages, format 13 × 22 ..... **600 fr.**

REPRODUCTION SONORE A HAUTE FIDELITE, par **G.-A. Briggs.** — Tous les secrets de la réussite en basse fréquence dévoilés par le grand spécialiste anglais.
368 pages, format 16 × 24 ..... **1.800 fr.**

SCHEMAS DE RADIORECEPTEURS, par **L. Gaudillat.** — Schémas de récepteurs alternatifs et universels avec valeurs de tous les éléments.
N° 1 : Lampes octal (32 p., 21 × 27) ..... **180 fr.**
N° 2 : Lampes transcontinentales (32 p., 21 × 27) ..... **180 fr.**
N° 3 : Lampes rimlock (16 p., 21 × 27) ..... **180 fr.**
N° 4 : Lampes Noval (16 p., 21 × 27) ..... **300 fr.**

SCHEMAS DE RECEPTEURS POUR MODULATION DE FREQUENCE, par **R. de Schepper.** — Théorie et pratique de la F. M. avec 9 schémas détaillés de récepteurs.
40 pages, format 21 × 27 ..... **360 fr.**

SCHEMATHEQUE 52, 53, 54, 55 ou 56. — Cinq albums contenant les schémas chiffrés et commentés des principaux récepteurs commerciaux de radio et de télévision des années correspondantes.
Chaque volume, format 21 × 27 ..... **720 fr.**

TECHNIQUE DE LA TELEVISION, par **A.-V.-J. Martin.**
Tome I : Les récepteurs son et image (368 pages 16 × 24) ..... **1.500 fr.**
Tome II : Alimentations et Bases de temps (358 pages 16 × 24) ..... **1.500 fr.**

TECHNIQUE DE LA MODULATION DE FREQUENCE, par **H. Schreiber.** — Principes de la F. M. Analyse des divers montages. Récepteurs F. M. et combinés A.M./F.M. Antennes spéciales.
176 pages, format 16 × 24 ..... **900 fr.**

TECHNIQUE DES TRANSISTORS, par **H. Schreiber.** — Propriétés, fonctionnement, technologie, contrôle, mesures et utilisation des transistors à jonction.
176 pages, format 16 × 25 ..... **720 fr.**

MAJORATION DE 10 % POUR FRAIS D'ENVOI (MINIMUM : **50 Fr.**)

(Voir suite page 4 de couverture)

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob - PARIS-VI^e^ Ch. P. 1164-34

A ma femme

PRATIQUE ÉLECTRONIQUE

DU MEME AUTEUR

CIRCUITS ELECTRONIQUES. — Production, transformation, mesure et utilisation des signaux *(Société des Editions Radio.)*

J. P. ŒHMICHEN

PRATIQUE ÉLECTRONIQUE

Etude destinée à guider le technicien dans l'élaboration, la réalisation rationnelle et la mise au point des ensembles électroniques modernes.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO
9, rue Jacob, PARIS-6e

Tous droits de traduction et de reproduction réservés pour tous pays.

Copyright by Editions Radio.
Paris 1957.

Dépôt légal : 4e trimestre 1957
Editeur n° 224 - Imprimeur : 417

Imprimerie Wallon — Vichy
PRINTED IN FRANCE

PRÉFACE

Depuis une dizaine d'années, le mot « Electronique » est sur toutes les lèvres. Avant la guerre, en l'employant fréquemment dans les pages de « Toute la Radio », nous risquions de passer pour des originaux. *Tempora mutantur...*

L'essor de l'électronique a déterminé toute une floraison d'ouvrages consacrés au sujet et allant de la basse vulgarisation aux traités hautement scientifiques. La plupart sont, à nos yeux, entachés d'un défaut redhibitoire : ils commencent par le Déluge. Nous entendons par là qu'ils débutent tous par l'analyse détaillée du fonctionnement des tubes électroniques en entonnant l'éternelle antienne : émission cathodique, loi de Richardson, diode, triode, etc... En d'autres termes, tous ces livres ne diffèrent d'un classique cours de Radio-électricité que par le fait que les problèmes des télécommunications proprement dites n'y sont pas traités.

Mais du fait que la majeure partie des volumes est consacrée à l'exposé des bases de fonctionnement des tubes électroniques, leurs applications dans le domaine de l'électronique industrielle et scientifique ne sont que rapidement effleurées dans le peu de place disponible à la fin.

Cependant, puisque le développement de l'électronique nécessitait impérieusement un ouvrage de base pouvant servir aussi bien de livre de références que de manuel d'enseignement, nous avons cherché à publier un traité *commençant là où finit la radio-électricité classique*, c'est-à-dire s'adressant à ceux qui connaissent déjà, ne serait-ce qu'au niveau élémentaire, les propriétés et le fonctionnement des circuits électriques et des tubes électroniques.

Nul n'était plus qualifié pour réaliser un tel projet que notre excellent ami et collaborateur *Jean-Pierre Œhmichen*. Non seulement, par

sa vaste érudition et par son travail personnel dans diverses branches de l'électronique, il possède à fond toutes les connaissances nécessaires, mais il a de surcroît ce talent pédagogique qui lui permet de rendre claires les questions les plus complexes. N'a-t-il pas de qui tenir ? N'est-il pas le fils du *Professeur Œhmichen*, célèbre dans le monde entier en tant que pionnier de l'hélicoptère et que l'on a même fini par connaître comme tel en France grâce au timbre à son effigie que les P. T. T. ont émis en 1957 ? Celui qui prodiguait son brillant enseignement du haut de la chaire du Collège de France a un fils digne de lui et qui, à son tour, sait faire comprendre et faire assimiler.

L'ouvrage qu'il a rédigé sur notre demande se compose de deux volumes. Le premier, sous le titre de CIRCUITS ELECTRONIQUES, examine tous les dispositifs servant à la production, à la transformation et à la mesure des signaux. Il passe ainsi en revue toutes les composantes formant les appareils électroniques complets.

Ce premier volume a connu un succès considérable puisque, en dépit du chiffre élevé de son tirage, la première édition a été épuisée en deux ans (la seconde, revue et complétée, paraît en même temps que le présent ouvrage).

« Montages Electroniques » en constitue la suite directe et est consacré à l'analyse des appareils électroniques complets. Plutôt que de les considérer en fonction de leur destination, ce qui aurait conduit à des répétitions innombrables, l'auteur passe successivement en revue leurs trois éléments essentiels : le capteur, le transformateur et le restituteur.

De la sorte, plutôt que de décrire un nombre limité d'appareils destinés à des fonctions déterminées et qui — demain — risqueraient d'être périmés, ce livre présente la *synthèse générale* des montages électroniques. Le lecteur qui en a assimilé le contenu n'aura pas de peine à concevoir et à réaliser n'importe quel montage destiné à résoudre n'importe quel problème.

C'est ce caractère d'universalité qui confère à ce livre une valeur égale à celle du précédent volume déjà adopté dans de nombreux organismes d'enseignement. Nous sommes persuadés que l'œuvre de *J.-P. Œhmichen* constitue la plus précieuse contribution à la diffusion de la connaissance de l'électronique dans les milieux des techniciens et, à ce titre, sommes très heureux d'en assumer la publication.

E. AISBERG.

INTRODUCTION

Tout appareil électronique, quelle qu'en soit la complexité, peut se décomposer en un certain nombre d'éléments plus simples, de montages de base, généralement désignés par l'appellation impropre de « **circuits** ».

Ayant déjà étudié en détail la constitution de ces circuits de base et leur fonctionnement [1], nous ne ferons que rappeler brièvement ceux-ci quand nous examinerons chaque circuit pour en définir les possibilités.

En effet, lorsque l'on veut réaliser un appareil répondant à certaines conditions, il importe de bien connaître les constituants à utiliser, leurs possibilités, leurs limitations et leurs limites d'utilisation.

« Toute chaîne a la force du plus faible de ses maillons », disait Vauban. Il en est de même en électronique. A quoi servirait-il d'avoir réalisé un oscillographe parfait s'il comporte une alimentation dont la valve, surmenée, ne peut assurer que quelques heures de service ?

Notre but est donc de préciser, à propos de chaque montage fondamental, ce que l'on peut et doit faire, comment les constituants de ce montage doivent être calculés en vue des conditions à remplir, ainsi que l'ensemble des précautions qu'il convient de prendre si l'on veut construire un appareil utilisable aussi efficacement que possible.

Pour faciliter le travail aux réalisateurs d'appareils, il est certes possible de constituer une sorte de compilation de schémas, de recueil « bric à brac » dans lequel l'utilisateur pourra trouver un schéma approchant qu'il adaptera plus ou moins bien au cas qui l'intéresse.

Cette méthode présente de nombreux inconvénients. D'abord, étant donné l'extrême diversité des applications de l'électronique, il faudrait une collection énorme de schémas, dont beaucoup présenteraient des éléments communs, inutilement répétés (l'alimentation

stabilisée haute tension d'un compteur Geiger-Müller, d'une cellule à multiplication d'électrons ou d'un tube cathodique de mesure sont identiques).

Enfin, les schémas étant « pré-choisis » ne correspondant pas exactement aux caractéristiques demandées, l'utilisateur devra en modifier certaines parties, et il pourra en résulter un fonctionnement très défectueux si cette adaptation a été faite « à l'estime », ce qui sera forcément le cas puisque chaque schéma ne sera pas accompagné de la justification théorique des valeurs des éléments utilisés (sinon, le recueil en question tiendrait de l'encyclopédie en 20 volumes in-2).

Aussi avons-nous rédigé le présent ouvrage dans le but de permettre à celui qui est familiarisé avec l'électronique dans son ensemble, mais qui a peu la pratique de ces assemblages complexes que sont les appareils électroniques modernes, de faire le projet d'un appareil devant aboutir à un but donné.

Nous voudrions faire en sorte que le lecteur de cet ouvrage puisse, à partir d'un problème posé, choisir les grandes lignes du principe de sa solution, passer au projet d'ensemble (disons au « schéma-bloc ») de l'appareil qui résoudra ce problème, puis enfin donner les indications permettant de réaliser cet appareil pratiquement (y compris le calcul des valeurs des éléments, le choix des pièces détachées, la construction du châssis) et de l'utiliser.

Comme un appareil comprend, en plus de la partie électronique proprement dite, des éléments associés qui en constituent le « capteur » ou le « restituteur », nous étudierons en détail ces éléments, ainsi que leur adaptation au montage électronique dont ils constituent les organes sensoriels et moteurs.

C'est ainsi que les appareils de contrôle industriel faisant un large emploi des cellules photoélectriques, nous examinerons donc de façon détaillée les propriétés de ces éléments et les performances que l'on est en droit d'attendre d'elles.

En général, dans la grande industrie, la construction d'un appareil complexe n'est pas confiée à un seul ingénieur : il y a le projeteur, qui fait le projet d'ensemble de l'appareil, le détailleur qui s'occupe des éléments de la réalisation, le spécialiste des questions de technologie qui détermine le choix des pièces détachées à employer, ainsi que les détails de la construction mécanique de l'ensemble; et c'est seulement à ce moment que l'ensemble passe entre les mains du mécanicien, du câbleur puis du metteur au point.

Il serait donc exceptionnel de voir un homme cumuler les compétences de tous les spécialistes d'une équipe industrielle, nous n'avons donc pas l'intention de les résumer toutes ici. Notre but est de permettre à tout technicien de choisir les solutions convenant au problème à résoudre et d'exécuter entièrement un appareil qui,

s'il ne peut rivaliser avec les réalisations industrielles, permettra cependant d'obtenir des résultats pratiquement équivalents.

Nous examinerons donc successivement les différents assemblages possibles des montages de base, les méthodes de calcul qui permettront de déterminer les éléments de ces montages, les parties non typiquement électroniques associées à l'appareil et qui en constituent les organes sensoriels et moteurs, enfin ce que l'on peut attendre des pièces détachées et comment on doit les utiliser pour en tirer le maximum de rendement.

Pour permettre à nos lecteurs de saisir la conception du projet d'un appareil, nous décrirons à titre d'exemples quelques réalisations destinées à satisfaire des exigences déterminées, en expliquant à chaque fois la suite des opérations qui ont permis d'aboutir au schéma détaillé et en justifiant les solutions adoptées.

Comme ces choix nécessitent des renseignements qui sont quelquefois difficiles à trouver dans la littérature technique, nous donnerons en complément des tables numériques et des caractéristiques qui pourront être utiles à nos lecteurs.

Enfin, si l'appareil n'est pas réalisé pour un usage personnel, mais destiné à un utilisateur, ce qui est le cas le plus fréquent, il est indispensable qu'il soit accompagné d'une notice. Aussi avons-nous pensé qu'il était utile de dire quelques mots au sujet de la rédaction de cette notice, travail moins facile qu'on ne le croit généralement.

PREMIÈRE PARTIE

RÉALISATION DE LA PARTIE "CAPTEUR"

La quasi-totalité des appareils électroniques comporte un élément qui est l'équivalent de nos organes sensoriels : le but de cet élément est de traduire sous forme électrique le phénomène auquel l'appareil doit être sensible. C'est l'antenne dans un radar, la tête à magnétostriction ou à quartz dans un détecteur de défauts par ultrasons et la cellule photo-électrique dans un appareil d'ouverture automatique des portes.

Certains appareils sont entièrement dépourvus de capteur au sens où nous l'entendons : c'est en particulier le cas des générateurs divers. Dans d'autres, le rôle du capteur est insignifiant ; c'est ce qui se passe quand la grandeur à laquelle l'appareil doit être sensible est déjà de nature électrique. Il suffit alors de la faire agir de la façon la plus efficace sur la partie électronique de l'appareil.

Néanmoins, dans ce cas, l'adaptation de la partie électronique au type de grandeur à mesurer peut poser des problèmes ; aussi examinerons-nous d'abord les appareils dans lesquels le capteur doit être sensible à une action électrique.

Nous passerons ensuite à l'étude des appareils sensibles à la lumière, qui sont loin de se limiter aux photomètres, contrairement à ce que l'on croit généralement.

Nos yeux sont des organes assez limités en bande passante ; dès qu'une lumière atteint une longueur d'onde de plus de 0,8 μ ou de moins de 0,4 μ en moyenne, ils cessent de la percevoir. Fort heureusement, nous disposons d'innombrables moyens de traduire sous forme électrique des rayonnements que nous ne pouvons voir directement. Aussi examinerons-nous les capteurs sensibles aux radiations invisibles (rayons X, rayons gamma ou autres manifestations de la radioactivité), car ces radiations permettent de réaliser des performances impossibles à obtenir par l'emploi de la lumière visible ; en outre, elles sont souvent dangereuses pour nous, et il convient de les détecter pour nous en préserver.

Nous examinerons encore les capteurs sensibles à la température, car c'est sous la forme thermique que se retrouve le plus souvent l'énergie après ses diverses transformations.

Pour terminer cette revue des organes sensoriels des appareils, nous étudierons les capteurs sensibles aux actions mécaniques ; d'abord aux forces (avec leurs applications aux contraintes, pressions, déformations) et ensuite aux déplacements ou aux vitesses et accélérations intervenant dans divers mouvements.

CHAPITRE I

Capteurs sensibles à l'électricité

Il arrive assez souvent que l'on dispose d'une grandeur fournie directement sous forme électrique pour actionner notre appareil. Dans ce cas, il semblerait que l'étude du capteur soit terminée avant d'être entreprise; mais on commettrait une forte erreur en raisonnant ainsi.

En effet, si nous voulons exécuter un voltmètre électronique, par exemple, nous sommes en présence d'un appareil qui doit être sensible à des tensions électriques. Mais on n'obtiendrait qu'un engin fort médiocre en reliant l'électrode de commande d'un montage voltmétrique à un fil ordinaire que l'on mettrait en contact avec les points dont on voudrait connaître la tension par rapport à une référence donnée.

Si l'on réalise un tel voltmètre, on verra son aiguille osciller en raison des champs électrostatiques parasites captés par le fil. La résistance d'entrée du voltmètre pourra être fortement abaissée par l'emploi d'une mauvaise pointe de touche. Enfin, le fait de le relier à un point d'un réseau sera susceptible de perturber gravement le fonctionnement de l'appareil utilisant ce réseau, contrairement à la bonne règle qui dit qu'un appareil de mesure doit altérer aussi peu que possible la grandeur qu'il est censé devoir mesurer.

En munissant ce voltmètre d'une sonde blindée à l'extrémité de laquelle on place en série une résistance aussi élevée que possible, reliée par des prises appropriées et un câble coaxial au polythène de calibre bien choisi à la grille d'entrée du montage, on obtient un appareil essentiellement utilisable et qui permet de profiter au maximum des qualités de sa partie électronique.

Autrement dit, si nous voulons réaliser un appareil sensible à une différence de potentiel électrique, il est indispensable de connaître d'abord les éléments suivants :

1°) L'impédance de la source qui fournit la différence de potentiel en question;

2°) Les valeurs minimum et maximum de cette différence de potentiel;

3°) Tous les renseignements possibles sur la variation de cette différence

de potentiel au cours du temps, rapidité et amplitude des variations normales et extrêmes, ainsi que la fréquence s'il s'agit d'une tension alternative.

Nous allons examiner comment nous tiendrons compte de ces différents renseignements, toujours dans le cas d'un appareil sensible à une tension.

A. — Appareils sensibles à une tension

Commençons par préciser une fois pour toutes que nous parlerons de *tension* en sous-entendant qu'il s'agit de la différence de potentiel entre deux conducteurs, l'un servant de référence et étant presque toujours, sauf indication expresse du contraire, relié plus ou moins directement à la masse de l'appareil.

Le premier soin du réalisateur consiste à s'assurer que le branchement de l'appareil ne perturbe pas la tension de la source. La connaissance de l'impédance de cette dernière s'avère alors indispensable.

On peut se permettre une consommation de plusieurs ampères sur la tension fournie par la source si celle-ci est une grosse dynamo solidaire d'un arbre transmettant des puissances de plusieurs milliers de chevaux, la dynamo étant chargée de nous renseigner sur la vitesse de rotation de l'arbre en question. Par contre, il ne saurait être question de consommer plus d'une fraction de microampère lorsque la tension provient d'un cristal piézo-électrique soumis à un effort mécanique, surtout s'il s'agit d'un effort variant peu dans le temps et que l'on désire connaître à chaque instant avec précision.

La règle générale est la suivante : l'impédance d'entrée de l'appareil muni de ses connexions de raccordement doit être supérieure au quotient de l'impédance interne de la source par la précision avec laquelle la tension de la source doit être mesurée par l'appareil. Ainsi, si nous voulons mesurer à moins de 1 % près la tension d'une source dont l'impédance interne est de 100 kΩ, le voltmètre devra avoir une impédance d'entrée (vue au bout de la pointe de touche) supérieure à :

$$\frac{100\,000}{0{,}01} = 10\,000\,000\ \Omega \text{ soit } 10\ \text{M}\Omega.$$

L'évaluation de l'impédance interne de la source n'est pas toujours facile. On peut en faire la détermination de la façon suivante : on branche un voltmètre aux bornes de la source, ce qui donne une première lecture V. On shunte alors l'appareil par une résistance R, d'où une deuxième lecture V'. Si la différence des deux lectures : V — V' = ΔV est inférieure à 10 % de V et si la résistance du voltmètre est supérieure à 10 R, l'impédance interne approximative Z de la source est donnée par l'expression :

$$Z = R\ \frac{V}{\Delta V}.$$

S'il s'agit de tension continue invariable, la mesure nous a donné la *résistance* interne de la source. Si la tension est alternative, le voltmètre

utilisé étant capable de la mesurer, on peut, par un essai supplémentaire, se faire une idée assez approximative de sa fréquence. Pour cela, après avoir shunté le voltmètre par une résistance R qui provoque une variation ΔV de la tension lue, on cherche un condensateur C tel qu'en le plaçant en parallèle avec R, on provoque un nouvel abaissement égal à ΔV de la tension lue (autrement dit, celle-ci tombe à $V - \Delta V$ quand on shunte la source par R, et à $V - 2\,\Delta V$ quand on shunte la source par R et par C).

La fréquence est alors donnée par :

$$F = \frac{0{,}28}{RC}$$ avec F en hertz, R en ohms et C en farads.

Si l'impédance de la source est faible, il est facile de réaliser un appareil dont l'impédance soit beaucoup plus grande. Mais si elle est élevée, on peut se trouver aux prises avec de sérieuses difficultés. C'est alors que l'on envisage d'intercaler entre source et appareil un *adaptateur d'impédances*, et qu'il vient à l'esprit d'utiliser un étage à liaison cathodique [2].

Nous ne reviendrons pas sur les principales propriétés de ce type de montage (grande impédance d'entrée, faible impédance de sortie, gain invariable), mais nous préciserons quelques points que l'on oublie parfois d'approfondir lors de l'emploi des étages à liaison cathodique.

Soit un tel étage (fig. 1) dont nous supposerons la grille attaquée par la source dont un pôle est à la masse, et alimentée par une tension positive + A pour l'anode du tube et une tension négative — B pour le point de retour de sa résistance de cathode R.

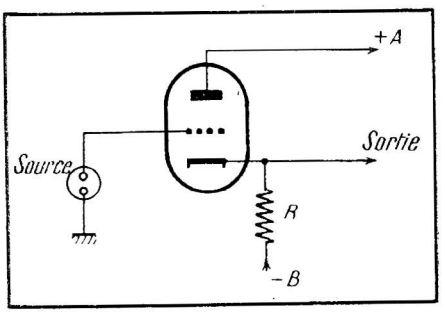


Fig. 1 — Type d'étage à liaison cathodique.

Lors du choix du tube, de la résistance R, des tensions + A et — B, il convient de tenir compte des faits suivants :

1°) Du point de vue résistance ohmique pure, l'étage ne se comporte pas comme une résistance; il y a, en effet, un *courant de grille* qui ne varie pas linéairement avec le potentiel de cette électrode;

2°) Le courant grille est, toutes choses égales d'ailleurs, fonction croissante du courant anodique, de la puissance de chauffage de la cathode, de la différence du potentiel entre l'anode et la cathode du tube et, éventuellement, de *l'éclairage* de la grille;

3°) La capacité d'entrée du *tube* dans ce montage est sensiblement égale à la différence entre la valeur indiquée par le constructeur sous le nom capacité d'entrée et la capacité grille-cathode; elle peut se réduire à quelques pF, même approcher de 1 pF (spécifions bien qu'il s'agit de la

capacité due au tube seul, à laquelle il convient d'y ajouter la capacité du support et du câblage);

4°) Le gain de l'étage est d'autant plus voisin de l'unité que le produit Rs de la résistance de cathode par la pente *s* du tube pour le courant utilisé est plus grand

$$\text{(ce gain vaut } G = \frac{Rs}{1 + Rs}\text{)};$$

5°) Pour augmenter le produit Rs, il ne suffit pas d'augmenter R, car lorsque R augmente, le courant anodique du tube diminue ainsi que la pente;

6°) Le gain d'un étage à liaison cathodique est très voisin de l'unité, mais il ne faut pas oublier la différence de potentiel, presque constante, qui existe entre l'entrée (la grille) et la sortie (la cathode) et qui constitue la polarisation du tube; on dit que l'étage à liaison cathodique transmet les tensions, mais *les décale d'une quantité constante;*

7°) Un étage à liaison cathodique transmet toujours mieux les fronts ascendants de tension que les fronts descendants. Ces derniers peuvent même bloquer le tube s'ils sont suffisamment raides et si la capacité cathode-masse est importante.

Autrement dit, il y a plusieurs façons de monter un étage à liaison cathodique, selon le type de fonction qu'on veut lui faire remplir.

Si le but principal est de disposer d'une grande impédance d'entrée (voltmètres), sans se préoccuper de la réponse en fréquence, on choisira pour le tube un modèle à faible puissance de chauffage, on le *sous-chauffera* fortement (par exemple on appliquera 4,5 V à un tube prévu pour être chauffé sous 6,3 V) et on l'utilisera avec un courant anodique très faible, ce dernier étant réduit par l'utilisation d'une résistance de cathode aussi élevée que possible.

A titre indicatif, une 6AU6 alimentée sous 80 V, dont le courant anodique est de l'ordre de 1 mA, aura un courant grille de l'ordre de 10^{-3} µA, tandis qu'on arrivera à 10^{-6} µA avec une triode du type 955 dont le courant anodique est de 10 µA.

Evidemment, dans le cas de ce dernier tube, la pente est très faible et l'impédance de sortie relativement grande (de 10 à 100 kΩ). Pour arriver à ne pas réduire trop le produit Rs, on sera conduit à choisir une valeur de R très élevée, donc à connecter l'extrémité de cette résistance opposée à la cathode à une source de potentiel négatif très important. Comme ce premier étage abaisseur d'impédance n'a pas une impédance de sortie suffisamment faible, on est en général amené à la faire suivre d'un autre étage, utilisant un tube à courant plus fort, dont l'impédance de sortie est nettement basse.

L'ensemble de ces deux tubes montés en cascade constitue un adaptateur d'impédance très utile pour commander un voltmètre à cadre mobile. Comme il ne faut pas oublier qu'un étage à liaison cathodique décale les potentiels, ainsi que nous l'avons vu, il est bon de compenser ce décalage par l'utilisation d'un montage symétrique.

Si l'on veut pousser plus loin l'augmentation de l'impédance d'entrée, on est alors conduit à utiliser des tubes électromètres qui permettront d'atteindre un courant grille de 10^{-9} µA, ou des tubes utilisés d'une manière spéciale, comme la triode inversée dont nous parlerons plus loin.

Si le but de l'étage à liaison cathodique est d'allier une impédance d'entrée relativement élevée à une bonne réponse en fréquence [3] (cas de la sonde d'un oscilloscope cathodique), il faut se contenter d'une admission d'entrée assez faible, autrement dit accepter que le montage ne puisse supporter que des tensions très faibles appliquées à son entrée. Si les tensions à appliquer sont élevées, on fera précéder l'étage par un diviseur de tension apériodique qui, s'il est bien réalisé, peut augmenter encore l'impédance d'entrée.

Dans le cas d'un étage d'entrée destiné à être attaqué par des fréquences élevées, il convient surtout d'abaisser la capacité d'entrée, car elle deviendra prépondérante quand la fréquence croîtra. En effet, il ne faut pas oublier qu'une capacité de 1 pF (ce qui est faible) ne présente qu'une impédance de l'ordre de 150 kΩ à 1 MHz ou de 150 MΩ à 1 kHz. Autrement dit, à quoi bon porter la résistance d'entrée d'une sonde d'oscilloscope à 100 MΩ si la capacité d'entrée est de 3 pF (et ce n'est déjà pas si mal) : à une fréquence de 100 Hz, l'impédance d'entrée ne sera plus que 80 MΩ.

En se contentant donc de ne transmettre que des tensions de faible amplitude, on pourra utiliser un tube peu polarisé, dont la résistance de cathode sera faible ainsi que l'impédance de sortie et qui ne risquera pas de présenter des phénomènes de détection type Sylvania. On adoptera dans ce cas un tube spécialement choisi pour la faible valeur de sa capacité d'entrée, sans faire spécialement attention à son courant de grille. On ne le sous-chauffera pas et l'on soignera tout particulièrement le câblage de son arrivée de grille. Il existe d'ailleurs un artifice qui permet de réduire la capacité d'entrée d'un tel étage : on utilise un fil blindé pour la connexion de grille, et l'on relie le blindage à la cathode du tube.

On emploie assez fréquemment un étage d'entrée à liaison cathodique dans le cas où l'on désire transmettre le signal à l'aide d'un câble coaxial [4] [5].

Les câbles coaxiaux existent principalement en trois valeurs d'impédance : 50, 75 et 150 Ω (on utilise aussi un peu le 100 Ω). Dans ce cas, le câble est fermé du côté de l'appareil sur une résistance égale à son *impédance caractéristique* et il se comporte de l'autre côté comme une résistance pure égale à cette impédance.

Contrairement à une opinion très répandue, il n'est nullement indispensable que l'étage à liaison cathodique attaquant un coaxial ait une impédance de sortie égale à l'impédance caractéristique de ce câble; l'adaptation du câble à son extrémité opposée suffit à éviter les réflexions.

Il convient toutefois de se rappeler que l'étage à liaison cathodique est chargée par une résistance égale à l'impédance caractéristique du câble, ce qui limite la valeur maximum de tension que l'étage en question peut envoyer dans le câble.

Par exemple, dans le cas d'un coaxial de 75 Ω, supposons un étage à liaison cathodique dont la résistance cathode-masse soit de 150 Ω et dont on réunit la cathode au fil central du coaxial, celui-ci étant chargé à l'autre extrémité par une résistance de 75 Ω (à la rigueur, on aurait pu supprimer

la résistance cathode-masse de l'étage). La cathode de l'étage est chargée par une résistance de 75 Ω en parallèle avec une de 150 Ω, ce qui fait 50 Ω et l'on ne pourra pas envoyer dans le coaxial une tension de crête supérieure à 0,5 V si le courant crête de l'étage est 10 mA.

Dans le cas où il s'agit d'envoyer dans le câble une impulsion très brève, on peut tirer momentanément du tube équipant l'étage un courant anodique de *crête* très supérieur au maximum normal. C'est ainsi que nous avons vu des tubes 12AU7 dont le courant normal est de 10 mA, soit un courant crête de 20 mA, envoyer dans un coaxial adapté de 100 Ω des impulsions de plus de 40 V crête, ce qui représente un courant anodique de crête de *400 mA* (nous disons bien : *0,4 ampères*). Mais, pour que la 12AU7 débite un tel courant, il faut l'alimenter sous une tension anodique élevée : 300 V au moins et attaquer sa grille à l'aide d'un premier étage à liaison cathodique, pour arriver à la rendre nettement positive par rapport à la cathode.

Si l'on désire qu'un étage à liaison cathodique puisse passer des valeurs élevées de tension crête à crête, il faut ramener sa résistance de cathode à un point à potentiel négatif par rapport au potentiel moyen de grille.

S'il ne s'agit que de composantes alternatives de forte amplitude, on peut utiliser le montage de la figure 2. Les deux résistances R_1 et R_2 sont chacune de valeur très élevée : plusieurs mégohms, et constituent un diviseur de tension qui polarise la grille du tube positivement. Le condensateur C est choisi de valeur telle que la constante de temps :

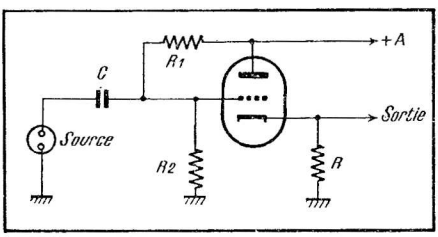


Fig. 2. — En rendant positive la grille d'un étage à liaison cathodique, on augmente le signal maximum admissible à l'entrée.

$$T = \frac{C\,R_1\,R_2}{R_1 + R_2}$$

soit *supérieure*, après multiplication par 6,28, à la période du signal à fréquence la plus basse que l'étage doit passer en l'atténuant de moins de 3 dB. La résistance R est choisie de valeur telle que le tube fonctionne avec un courant inférieur au maximum prévu lors du passage de la crête la plus positive de tension.

Par exemple, soit à transmettre une tension qui comporte des pointes positives atteignant 40 V et des pointes négatives dont l'amplitude crête peut atteindre 30 V, en utilisant comme tube une moitié de 12AU7. Nous porterons la cathode de ce tube à un potentiel moyen de 60 V par rapport à la masse.

Ainsi, en supposant que le gain de l'étage soit égal à l'unité, ce qui est assez près de la vérité, le potentiel de cette cathode montera au maximum à 60 + 40 = 100 V et ne descendra pas en dessous de 60 — 30 = 30 V;

le courant dans la résistance de cathode ne variera pas dans un rapport plus grand que 10 à 3 ce qui sera acceptable.

Nous choisirons comme courant maximum la valeur de 10 mA, ce qui est très loin du maximum à ne pas dépasser pour le tube. Ceci nous conduira à prendre une résistance de cathode de 10 kΩ.

Quand la cathode du tube sera à son potentiel moyen, soit 60 V, le courant cathodique sera donc de 6 mA. Si, à ce moment, le potentiel de l'anode est de 250 V, il faudra une polarisation d'environ 6 V pour amener le courant à cette valeur de 6 mA; nous prendrons donc comme potentiel moyen de la grille la valeur 60 — 6 = 54 V ce qui pourra être obtenu, à partir de la tension + A = 250 V au moyen des résistances R_1 de 10 MΩ et R_2 de 2,7 MΩ.

Dans ces conditions, quand le potentiel de cathode montera à + 100 V, le courant anodique étant de 10 mA, cela représentera une tension de polarisation de l'ordre de 3 V et une dissipation anodique de 1,5 W ce qui sera parfaitement acceptable.

Au moment où le potentiel de cathode descendra à 30 V, la polarisation devra être de 9 V (ces valeurs ont été déterminées sur le réseau de courbes de la 12AU7). Autrement dit, comme la polarisation passera de 3 à 9 V quand le potentiel de cathode variera de 100 à 30 V, cela signifie qu'il faudra que le potentiel de grille varie de 97 à 21 V, autrement dit, l'amplification de l'étage sera égale à :

$$\frac{100 - 30}{97 - 21} = \frac{70}{76} = 0{,}92.$$

Comme on le voit, l'approximation que nous avions faite en supposant le gain égal à l'unité est assez près de la vérité.

Si nous utilisons un condensateur d'entrée C de 0,1 μF, le produit de la constante de temps par 2 π vaudra :

$$6{,}28 \times \frac{0{,}1 \times 2{,}7 \times 10}{2{,}7 + 10} = 1{,}34 \ s.$$

La présence de cette constante de temps n'introduira une atténuation de 3 dB que pour les tensions alternatives dont la période sera supérieure à 1,34 *s*, ce qui correspondra à une fréquence de 0,75 Hz. Donc, s'il suffit de passer les fréquences basses jusqu'à 7,5 Hz seulement avec une atténuation de moins de 3 dB, nous pourrons utiliser un condensateur C de 10 nF (0,01 μF) seulement.

B. — Appareils sensibles à un champ électrique

Il est souvent très important de déceler et de mesurer un champ électrique. En effet, sous de nombreuses influences, des électrisations peuvent se produire, par exemple par frottement (lequel de nos lecteurs n'a jamais

éprouvé une secousse, parfois très désagréable, en montant dans un autobus ?).

Ces électrisations peuvent produire des champs électriques énormes, allant jusqu'à l'apparition d'une étincelle; si l'on manipule des carburants ou des explosifs, on comprend aisément l'importance du phénomène.

S'il s'agit d'un champ alternatif à fréquence suffisamment élevée, le problème est relativement simple. On placera une électrode isolée à une distance connue de l'organe créant le champ, et les variations de potentiel produites par le champ seront amplifiées et mesurées.

Pour un champ continu, ou très peu variable, comme celui que l'on rencontre le plus souvent dans les phénomènes d'électrisation statique, le problème est plus complexe. On peut approcher de l'organe produisant le champ une électrode reliée à un voltmètre continu, mais il faut que ce dernier soit un véritable électromètre, doué d'une impédance d'entrée quasi infinie si l'on veut réellement connaître la tension développée entre l'électrode sensible et la terre. Il est prudent de mettre périodiquement cette électrode dans une cage de Faraday pour vérifier que l'aiguille du voltmètre retombe bien à zéro, et de profiter de cette opération pour éliminer, par mise à la masse, les charges parasites qui auraient pu apparaître par fuite.

Il ne faut pas oublier que, dans des champs électriques, se manifestent des actions mécaniques entre conducteurs électrisés; on peut utiliser ces actions et les déplacements qui en résultent pour mesurer ces champs : c'est le principe de l'électroscope à feuilles d'or ou de l'électromètre à quadrants.

Il existe enfin des méthodes très indirectes pour mesurer les champs électriques, par exemple en utilisant leur action sur certains liquides comme le nitrobenzène, dans lesquels ils font apparaître une biréfringence. Ainsi, si l'on place une cuve contenant ce corps entre deux polariseurs croisés, aucune lumière ne passera; par contre, dès qu'un champ électrique sera appliqué à la cuve contenant le nitrobenzène, la lumière sera plus ou moins rétablie suivant l'intensité et la direction du champ.

D'ailleurs, si l'on éprouve quelque difficulté pour mesurer un champ électrique continu, on peut aisément le transformer en un champ alternatif. On peut, par exemple, placer une électrode isolée à l'intérieur d'une cage de Faraday constituée par deux tubes concentriques, la rotation régulière de l'un d'eux, commandée par un moteur, démasquant et masquant alternativement une ouverture dans la cage. La tension qui apparaît alors sur la pièce isolée est alternative, ce qui simplifie sa mesure, à cause de la facilité avec laquelle on peut l'amplifier.

Un appareil de mesure de champ électrique peut constituer une sorte de *télé-voltmètre* pour les très hautes tensions : en le braquant sur un conducteur donné, à une distance invariable et dans une direction fixe, le champ lu sur l'appareil est proportionnel à la différence de potentiel entre le conducteur et la terre. Ceci n'est valable pratiquement que pour les tensions très élevées, mais ces tensions se rencontrent en radiothérapie et surtout dans les accélérateurs de particules, nucléaires et analogues. Ici, il peut s'agir de *plusieurs millions de volts,* et les mesures de telles tensions présentent des difficultés et des dangers considérables par les méthodes classiques.

Signalons pour terminer que l'on pourrait à la rigueur mesurer un champ électrique en provoquant la décharge du conducteur électrisé à travers un gaz faiblement ionisé (par des rayonx X ou gamma) et en mesurant le courant de décharge. Mais il convient de se rappeler qu'un gaz ionisé ne peut être considéré comme une résistance métallique; il ne suit pas la loi d'Ohm et la variation du courant en fonction de la tension n'est pas linéaire.

A la catégorie des appareils sensibles au champ électrique se rattache directement celle des appareils sensibles aux charges statiques, puisqu'on les décèle et les mesure par le champ électrique qu'elles produisent.

CHAPITRE II

Capteurs sensibles à la lumière

Le capteur est l'organe sensoriel d'un appareil. Or notre vue étant le plus important de nos sens, il faut donc s'attendre à ce que les capteurs sensibles à la lumière jouent dans les appareils électroniques un rôle prépondérant.

Nous examinerons donc successivement les différents types d'organes photo-sensibles utilisables en électronique, les différentes caractéristiques que l'on peut avoir à mesurer dans une lumière, les propriétés des différentes cellules photoélectriques, les circuits que l'on doit employer avec ces cellules et les possibilités d'emploi des ensembles cellules-circuits convenablement montés pour un emploi déterminé.

En appendice à ce chapitre, nous donnerons quelques indications sur la photométrie et les unités usuelles.

A. — Les différents types de systèmes photo-sensibles

On groupe en général assez arbitrairement sous le terme de *cellule* tout système capable de transformer une lumière en courant électrique. Il existe en réalité des engins très différents des cellules photoélectriques proprement dites et que l'on utilise en électronique, par exemple le relais photo-chimique utilisant la combinaison photo-chimique du chlore et de l'hydrogène, ou le relais photo-sensible à gaz qui utilise la variation du potentiel d'ionisation d'un gaz en fonction de l'éclairement de ce dernier.

On utilise essentiellement en électronique les photo-résistances, les photo-piles, les cellules photoélectriques proprement dites (à vide ou à gaz), les bolomètres et les relais photo-ioniques ou photo-chimiques.

1°. — LES PHOTO-RESISTANCES.

Il existe plusieurs corps dont la résistance varie suivant l'éclairement qu'ils reçoivent, en particulier le sélénium, le sulfure de cadmium et le sulfure de thallium.

Ces corps servent à réaliser des éléments photo-sensibles intéressants : le sélénium, premier élément utilisé à l'origine pour sa photo-sensibilité, est relativement peu utilisé aujourd'hui; par contre le sulfure de cadmium permet d'obtenir des éléments d'une sensibilité très appréciable et admettant des courants souvent très importants [6] [7]. Son principal inconvénient est sa forte constante de temps de réponse : les modèles les plus sensibles, fortement éclairés, puis placés dans l'obscurité, peuvent demander plusieurs secondes pour délivrer un courant inférieur au dixième de celui qui les traversait quand ils étaient pleinement éclairés.

On peut augmenter la rapidité de réponse, un peu au détriment de la sensibilité, il est même possible de l'augmenter suffisamment pour qu'un éléments de ce type soit susceptible de lire un film sonore (à condition de n'être pas très exigeant pour les notes aiguës et d'utiliser un amplificateur correcteur).

Le sulfure de thallium possède le grand intérêt d'être sensible aux radiations infra-rouges de longueurs d'ondes relativement élevées ainsi que certains sulfures de plomb [8] [9] [10].

Il ne faut pas oublier que le terme de photo-résistance ne signifie pas que ces éléments, lorsqu'ils sont éclairés, se comportent comme des résistances métalliques suivant la loi d'Ohm, dont la valeur changerait avec l'éclairement. Ces produits sont des *semiconducteurs* et il faut en tenir compte dans leur utilisation.

Un peu différente dans son principe, mais très analogue quant à son emploi, est la photo-diode [11] [12]. Il s'agit d'un contact entre deux semiconducteurs ou entre un métal et un semiconducteur, jouant normalement le rôle de diode, et qui laisse passer un courant *inverse* (en sens contraire de celui où il est normalement conducteur) quand il est éclairé.

Les diodes à pointes au germanium possèdent cette propriété, qui est alors un véritable défaut puisque leur résistance inverse s'effondre quand elles sont éclairées.

Il existe des diodes de jonction entre du germanium P (comportant des éléments qui créent dans le cristal un manque d'électrons) et du germanium N (affecté d'un excès d'électrons) montées spécialement en vue d'utiliser cette sensibilité. Ce sont des éléments du plus haut intérêt, car ils permettent des réalisations très variées.

La photo-diode de jonction au germanium, nouvelle venue dans le domaine des éléments photo-sensibles, est en effet douée de qualités rares. D'abord, elle est d'une très grande sensibilité, de l'ordre de 30 mA/Lm, ce qui est supérieur de 200 à 300 fois aux meilleures cellules à vide. Ensuite, elle répond très vite aux variations de flux lumineux, les retards à la réponse n'ayant lieu que pour des fréquences supérieures à 100 kHz.

Ses dimensions sont minuscules, sa sensibilité est localisée le long d'une mince ligne, ce qui est fort intéressant pour constituer un lecteur de films sonores, et elle admet des courants assez importants. Enfin pour couronner le tout, ses caractéristiques courant/tension sont analogues à celles d'une cellule à vide, ou d'une penthode, c'est-à-dire que, pour un éclairement donné, le courant ne dépend pratiquement pas de la tension à ses bornes. Son seul handicap est sa sensibilité à la chaleur, défaut commun à tous les dispositifs utilisant le germanium. Mais les travaux

en cours dans les laboratoires de recherches permettent d'espérer qu'il sera prochainement éliminé.

2°. — LES PHOTO-PILES.

Contrairement aux photo-résistances, qui nécessitent une source de tension extérieure pour fonctionner, les photo-piles transforment directement l'énergie lumineuse en énergie électrique : exposées à la lumière, elles se comportent comme des piles, ce qui peut présenter de l'intérêt dans certaines applications [13].

Le modèle de photo-pile le plus ancien, encore très utilisé, comporte une couche de sélénium déposé sur une plaque de fer, recouverte à son tour d'une couche d'or très mince, transparente. Quand le sélénium est éclairé, une différence de potentiel apparaît entre le fer et la couche d'or, le fer devient positif et l'ensemble se comporte comme un élément de pile dont la puissance n'est pas négligeable. Une photo-pile de 6 cm de diamètre, éclairée par la lumière d'une forte lampe, peut fournir une puissance suffisante pour faire tourner un petit moteur ou charger des accumulateurs destinés à entretenir le fonctionnement d'une horloge électrique.

Ce type de photo-pile équipe les *posemètres* de photographie, car il est intéressant dans ce cas d'avoir un élément photo-sensible qu'il suffit de relier à un microampèremètre, ce qui dispense d'alimentation.

Ces photo-piles sont également douées d'une inertie lumineuse assez importante [14]; de plus leurs caractéristiques s'altèrent avec l'âge, surtout lorsqu'elles ont été fortement et longuement éclairées. Néanmoins, il convient de signaler que les laboratoires étudient les moyens de remédier à ces défauts, qui limitent encore l'emploi de ces très intéressants éléments.

Signalons les photo-piles au silicium, qui sont en passe de prendre une importance énorme en convertissant la lumière du soleil en énergie électrique [15] [16]. Exposées au soleil, elles fournissent actuellement une puissance de 100 W par m² et il y a tout lieu de croire que ce chiffre sera encore augmenté. Il représente déjà un rendement de près de 11 à 12 %, soit plus de 10 fois celui des éléments au sélénium.

Dans l'utilisation des photo-piles, il convient de faire attention à la température des éléments et de ne pas les soumettre à un flux lumineux élevé sans les charger par une résistance suffisamment basse; il est préférable de mettre une photo-pile en *court circuit* plutôt que de la laisser à *circuit ouvert* si elle est fortement éclairée [17].

3°. — LES CELLULES PHOTO-ELECTRIQUES PROPREMENT DITES.

Les véritables cellules photo-électriques, les seules qui aient authentiquement droit à ce nom, sont des tubes dans lesquels une électrode émet des électrons sous l'influence de la lumière et où une autre électrode : l'anode, portée à un potentiel positif par rapport à la cathode photo-émissive, collecte ces électrons.

Normalement, un vide aussi poussé que possible règne à l'intérieur de l'ampoule. C'est ainsi que sont constituées les cellules à vide (comme la 929 ou la 90 AV) [18]. Mais il existe aussi des cellules dans l'ampoule desquelles on a introduit une petite quantité de gaz monoatomique : argon

ou hélium qui, par ionisation, augmente le courant primitif, le multipliant par un coefficient pouvant atteindre 4 [19].

En dehors de certaines applications telles que la commande de relais, ces cellules à gaz doivent être utilisées uniquement pour la lecture des films sonores, emploi où elles seront d'ailleurs bientôt remplacées par la photodiode de jonction car elles ont certains défauts.

D'abord elles sont sujettes à une altération de leurs caractéristiques avec le temps et avec la température; ensuite elles sont fragiles et doivent fonctionner sous une tension d'alimentation strictement stabilisée. En outre, leur courant varie énormément avec la tension à leurs bornes. C'est ainsi qu'une cellule à gaz du type 923 (R.C.A.) recevant un flux lumineux de 0,1 Lm a un courant de :

1,5	µA	sous	25 V
2,5	µA	sous	40 V
3,3	µA	sous	50 V
4,6	µA	sous	60 V
6,5	µA	sous	70 V
9,2	µA	sous	80 V

tandis que, dans les mêmes conditions, une cellule à vide type 929 a un courant de :

4,1	µA	sous	25 V
4,2	µA	sous	40 V
4,25	µA	sous	50 V
4,3	µA	sous	60 V
		.....	
4,45	µA	sous	200 V

Enfin, les cellules à gaz ne répondent pas bien aux variations rapides de lumière, le temps de désionisation du gaz les limitant à ce point de vue. En dehors de tous les effets d'atténuation dûs au montage utilisé, elles provoquent une chute de sensibilité de l'ensemble de 3 dB à 10 kHz, augmentant rapidement ensuite.

Il n'en est pas ainsi avec les cellules à vide qui transmettent fidèlement les variations du flux lumineux reçu, si rapides soient-elles, les seules limitations étant apportées par les capacités parasites du circuit d'utilisation.

Les tensions d'alimentation des cellules à gaz ne doivent jamais dépasser 90 V tandis qu'on peut monter à 200 V avec beaucoup de cellules à vide. Pour ces dernières, l'emploi d'une tension aussi élevée est d'ailleurs le plus souvent inutile et quelquefois nuisible. En effet, le courant photoélectrique d'une cellule à vide étant pratiquement indépendant de la tension d'alimentation dès que celle-ci atteint une valeur suffisante pour capter tous les photo-électrons, on ne gagne rien en augmentant cette tension. De plus, le courant de fuite de la cellule croît avec la tension d'alimentation. Si l'on veut qu'il soit faible, on a intérêt à utiliser une tension aussi réduite que possible.

Parmi les cellules à vide, on établit des distinctions basées sur les caractéristiques de *sensibilité spectrale* de leurs cathodes [20], que l'on désigne souvent dans la littérature américaine par la lettre S suivie d'un chiffre.

La cathode S1, le plus souvent réalisée en césium sur argent oxydé, est sensible au rouge et à l'infra-rouge; son maximum de sensibilité se situe vers 7500 Å (rappelons que un *angström*, noté Å, représente 1/10 000 de micron, soit 10^{-8} cm) et sa sensibilité s'étend jusqu'à 10 500 Å, tandis que du côté du bleu, elle tombe et descend jusqu'à un minimum égal au quart de la valeur maximum pour 4800 Å.

La cathode S2 est analogue, sa sensibilité étant encore plus poussée vers l'infra-rouge, puisqu'elle s'étend jusqu'à 11 000 Å.

La cathode S3 a une sensibilité spectrale qui se rapproche de celle de l'œil humain; si l'on excepte une pointe dans le violet extrême, elle est maximum pour 5800 Å ce qui correspond au jaune.

La cathode S4 (que l'on rencontre très souvent dans les cellules à vide) est essentiellement sensible au violet et au bleu. Elle l'est moins au vert, très peu au jaune et pas du tout au rouge. Sa sensibilité est analogue à celle des émulsions photographiques non corrigées (celle des papiers d'agrandissement au bromure par exemple, ou des plaques Lumière étiquette bleue, qui ne contiennent pas de colorants destinés à les rendre orthochromatiques ou panchromatiques) [21] [22].

Les cellules se présentent sous des aspects très divers, leurs cathodes pouvant être déposées sur une plaque métallique ou sur le verre de l'ampoule. Dans ce dernier cas, on peut se trouver en présence d'une cathode opaque (la lumière doit traverser d'abord l'ampoule avant d'aller éclairer la cathode) ou transparente. Cette dernière disposition permet de disposer d'une couche photo-sensible très près de l'extérieur de l'ampoule, ce qui peut être très utile.

Les courants photoélectriques des cellules se chiffrant en microampères ou même en fractions de microampère pour les éclairements faibles, on a réalisé des cellules à multiplication d'électrons [23] comme celle représentée schématiquement par la figure 3. La cathode C, recevant la lumière, émet des électrons qui sont captés par une première anode D_1,

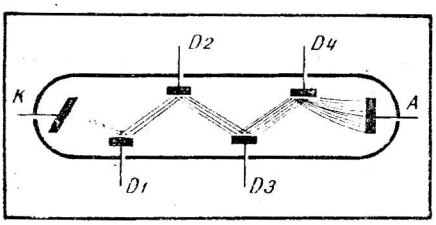


Fig. 3. — L'émission secondaire des « dynodes » D_1, D_2... multiplie le courant photo-électrique par un facteur considérable.

que l'on appelle en général *dynode,* dont la surface présente un phénomène d'émission secondaire important. Une seconde dynode, portée à un potentiel encore plus positif par rapport à la cathode que la première, collecte ces électrons, qui sont en nombre plus grand que les photo-électrons émis par la cathode. Les électrons secondaires de cette dynode sont à leur tour captés par une dynode D_2... et ainsi de suite jusqu'à l'anode finale qui recueille un courant beaucoup plus élevé que le courant de cathode. Le facteur de multiplication peut atteindre plusieurs millions dans le cas d'une cellule à 9 étages telle que la classique 931 A.

On désigne souvent ces cellules à multiplication d'électrons sous le nom de *photo-multiplicateurs.* Leur usage tend à se répandre énormément,

à tel point que les prix de ces tubes ont beaucoup diminué au cours des dernières années.

Nous insistons beaucoup sur le fait qu'il ne s'agit pas là d'engins de laboratoire. Il existe des quantités de ces tubes en service dans des installations industrielles diverses, et il y en a même sur beaucoup de voitures automobiles pour déclencher la *mise en code* de la voiture lorsqu'elle croise un autre véhicule, ou pour l'allumage automatique des feux de position à la tombée de la nuit.

4°. — LES BOLOMETRES.

Le bolomètre n'est pas, à proprement parler, un engin photo-sensible, mais un dispositif sensible à la chaleur [24].

La lumière est une forme d'énergie et quand un rayon lumineux frappe un obstacle qui l'absorbe, ce dernier s'échauffe. Si, dans l'obstacle en question se trouve un élément thermosensible (pile thermoélectrique, thermistance), on a réalisé un appareil capable de détecter et de mesurer un flux lumineux.

Rappelons à ce propos les lois du rayonnement :

1°) Le rayonnement global émis par un corps chaud est proportionnel, dans le cas d'un *corps noir,* à la quatrième puissance de la température absolue de ce corps. Autrement dit, un corps rayonne à 1240 °C une énergie totale double de celle qu'il rayonne à 1000° car 1240 °C correspondent à 1240 + 273 = 1513 °K (*degrés absolus*) et 1000 °C à 1273 °K; le rapport $(1513/1273)^4$ vaut donc sensiblement 2;

2°) Toujours dans le cas du corps noir, la longueur d'onde correspondant à la plus grande énergie rayonnée est inversement proportionnelle à la température absolue du corps. Autrement dit, en vertu de cette deuxième loi, il faut rechercher l'énergie rayonnée par un corps très chaud dans la région bleue du spectre, tandis qu'il faudra chercher vers le rouge l'énergie rayonnée par un corps peu chaud.

Rappelons qu'un corps non noir rayonne toujours moins d'énergie, toutes choses égales d'ailleurs, qu'un corps noir.

5°. — LE RELAIS PHOTO-IONIQUE.

Le potentiel d'ionisation des gaz est fonction de l'éclairement. C'est ainsi que, si l'on applique entre les deux électrodes d'une lampe à gaz ionisé une différence de potentiel juste insuffisante pour amorcer la décharge tant que cette lampe est maintenue dans l'obscurité, il suffit d'éclairer la lampe pour amorcer l'ionisation.

Ce phénomène était, jusqu'alors, difficile à mettre en évidence; mais en 1954, un nouveau relais de ce type est apparu sous la forme d'un tube dont le potentiel d'amorçage varie de 1 volt par lux d'éclairage du réflecteur associé [25].

Evidemment, la fermeture de ce relais est irréversible; une fois le tube ionisé il est inutile de faire l'obscurité dans le but de faire cesser la décharge. Seul l'abaissement de la différence de potentiel aux bornes du tube peut arrêter l'ionisation.

Le courant qui traverse ce tube peut atteindre 20 mA et la dissipation de puissance 0,5 W, ce qui est vraiment très élevé et permet la commande directe de relais importants.

6°. — LE RELAIS PHOTO-CHIMIQUE.

Ce relais utilise le phénomène de la combinaison du chlore et de l'hydrogène sous l'action de la lumière, ainsi que la grande solubilité de l'acide chlorhydrique dans l'eau.

Il comporte, comme l'indique la figure 4, un tube en U contenant du

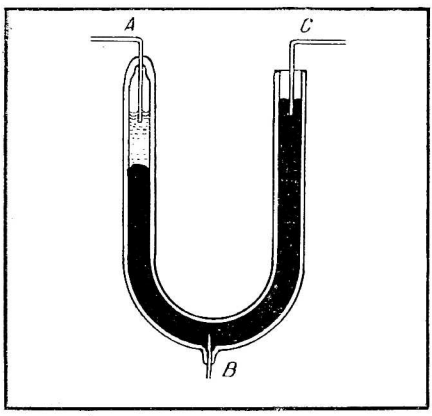


Fig. 4. — Relais photo-chimique utilisant la décomposition par électrolyse de l'acide chlorhydrique, dont les éléments se recombinent sous l'influence de la lumière.

mercure, fermé à l'une de ses extrémités. Du côté fermé se trouve une solution d'acide chlorhydrique dans l'eau, dans laquelle plonge un fil de platine A passant par un scellement dans le verre.

En appliquant une tension continue entre le fil A et le fil B (qui est en contact permanent avec le mercure), on électrolyse la solution, ce qui provoque un dégagement de chlore et d'hydrogène. Si le relais n'est pas éclairé, ces gaz ne se recombinent pas, s'accumulent en haut de la branche fermée, refoulent la solution et le mercure vers le bas. L'électrolyse cesse automatiquement lorsque le niveau de la solution descend en-dessous du fil A.

Si l'on éclaire maintenant le relais, le chlore et l'hydrogène se recombinent, donnent de l'acide chlorhydrique très soluble dans l'eau. Le niveau du mercure remonte dans la branche fermée, ce qui ouvre le contact qui s'était établi dans l'obscurité entre le mercure et le fil C.

Ce relais très simple permet de couper des intensités considérables et on peut en ajuster le niveau de déclenchement en faisant varier le courant d'électrolyse.

B. — Les caractéristiques décelables et mesurables de la lumière

Suivant le type d'appareil à réaliser, on peut avoir à mesurer des caractéristiques très différentes de la lumière.

En effet, dans un système de protection d'une presse à emboutir, système qui interdit la fermeture de la machine tant que l'ouvrier la conduisant n'est pas sorti de la zone dangereuse, il suffit de constater la non-occultation d'un faisceau lumineux : c'est une mesure de flux par *tout ou rien*.

Par contre, dans un lecteur de cinéma sonore, c'est essentiellement la modulation de la lumière ayant traversé le film qui nous intéresse; alors que, dans un appareil destiné au contrôle de fabrication d'un produit chimique, la couleur de ce dernier est la caractéristique principale que la cellule doit déceler et mesurer.

On peut avoir à mesurer l'intensité globale d'un flux lumineux. C'est ce que l'on fait dans les *colorimètres*, ces instruments n'étant pas destinés à définir *la couleur* d'un produit comme pourrait le faire croire l'étymologie du nom, mais uniquement à mesurer l'intensité de la coloration.

Il est quelquefois important, dans ce cas, de bien choisir le type de cellule à employer. En effet, sa sensibilité chromatique doit être appropriée. Si l'on veut mesurer l'intensité de coloration d'un produit habituellement bleu, il ne faudra pas choisir une cellule sensible au bleu, car une telle cellule *voit* le bleu comme du blanc. Nous utiliserons au contraire une cellule sensible au rouge dont nous atténuerons au besoin la sensibilité au bleu par un écran jaune ou orange. En effet, pour une telle cellule, l'influence de la disparition des rayons rouges, absorbés par le produit bleu, sera très sensible [26]. Cela signifie que l'on ne fait en réalité jamais de mesure de flux lumineux global sans faire en même temps une estimation de la couleur.

Si l'on désire tout spécialement être fixé sur la couleur d'un flux lumineux sans être particulièrement intéressé par la valeur globale de ce flux, on utilisera systématiquement les sensibilités chromatiques différentes des cellules, au besoin en les modifiant au moyen de filtres colorés absorbants comme les écrans *Wratten* aux bandes d'absorption sélectives.

On poura utiliser plusieurs cellules simultanément, en additionnant leurs tensions de sortie ou, au contraire, en les mettant en opposition.

Un exemple des possibilités de ces combinaisons est fourni par le cas suivant : on désire faire un photomètre qui soit sensible au bleu et au rouge mais ne le soit pas à l'infra-rouge.

Or, malheureusement, les cellules sensibles au rouge le sont plus encore à l'infra-rouge. Pour le bleu, aucune difficulté, il suffit d'utiliser une cellule sensible au bleu dont on ajoutera le courant à celui de la cellule sensible au rouge. Mais il reste toujours l'infra-rouge.

Le catalogue des filtres colorés va sans doute nous tirer de là : cherchons un filtre qui laisse passer la lumière visible et arrête net l'infra-rouge. Hélas ! le contraire existe bien, mais nous ne trouvons rien qui réponde à nos désirs, les verres *anti-thermiques*, coupeurs d'infra-

rouge, n'éliminent ce dernier que très insuffisamment pour le résultat que nous désirons obtenir.

Il ne reste plus qu'une seule solution : nous allons utiliser une troisième cellule à cathode S1 ou S2, munie d'un filtre laissant passer l'infra-rouge seulement, et nous retrancherons de celle des deux autres une partie dosée de la tension de cette cellule. Par un dosage adéquat des tensions des différentes cellules, nous pourrons obtenir un ensemble dont la sensibilité sera brutalement coupée du côté de l'infra-rouge, car le filtre qui laisse passer l'infra-rouge passe très rapidement d'une transparence nulle dans le rouge à une transparence totale dans l'infra-rouge.

C'est d'ailleurs un fait très général pour les écrans-filtres colorés : on trouve à peu près tout ce que l'on veut comme filtres laissant passer les radiations dont la longueur d'onde est supérieure à une valeur donnée et arrêtant complètement celles dont la longueur d'onde est plus faible, avec une transition très rapide entre la transparence nulle et la transparence complète, autrement dit des filtres passe-haut (en longueur d'onde); par contre les filtres passe-bas sont plus rares et ont en général une transition moins brusque.

Il sera donc facile d'amputer une lumière de sa seule partie ultra-violette ou de l'ultra-violet, du violet, du bleu et du vert. Par contre, il est assez difficile d'arrêter dans un flux lumineux les seuls rayons rouges, par exemple, en laissant passer les autres. Toutefois, si c'est absolument nécessaire, on peut utiliser un système optique dispersant la lumière tel qu'un prisme ou un réseau et dans lequel des écrans opaques placés aux endroits voulus dans le spectre arrêtent les radiations à éliminer. Mais il ne faut pas oublier que c'est là une solution complexe, probablement encombrante et coûteuse.

Une autre caractéristique d'un flux lumineux que l'on peut avoir à déceler, à mesurer ou à utiliser est sa modulation.

En effet, tous les flux lumineux ne sont pas constants. C'est en particulier le cas de presque toutes les sources de lumière artificielle alimentées en courant alternatif, surtout dans les régions où la fréquence du réseau est basse. Il ne s'agit que d'un taux de modulation relativement faible et il est heureux qu'il en soit ainsi, car cette modulation, même insensible à l'œil, entraîne une fatigue oculaire appréciable.

Dans l'autres cas, la modulation peut être voulue, par exemple quand il s'agit de la lumière ayant traversé la piste sonore d'un film de cinéma ou de la lumière modulée utilisée en téléphonie optique. On rencontre encore une telle modulation, le plus souvent par *tout ou rien,* dans les dispositifs destinés à la mesure des vitesses de rotation ou de déplacement d'une pièce mobile entraînant un modulateur de lumière.

Une lumière peut d'ailleurs être modulée de plusieurs façons : en amplitude ou en fréquence (en couleur), éventuellement des deux façons à la fois. C'est en particulier le cas pour la lumière d'une lampe à incandescence ou d'un tube fluorescent alimenté en courant alternatif : la lumière devient forte et plus bleue au moment du passage du courant, elle diminue et devient plus rouge aux moments de son inversion.

Il est facile de repérer une modulation chromatique en la ramenant à une modulation d'amplitude par l'emploi de cellules à sensibilité chroma-

tique sélective ou de filtres colorés, mais il n'existe pas, dans le domaine de la lumière, de systèmes analogues aux limiteurs d'amplitude des récepteurs à modulation de fréquence, et il est, par conséquent, difficile de distinguer une modulation chromatique d'une modulation d'amplitude.

Il est enfin une dernière caractéristique d'un faisceau lumineux que l'on peut avoir à mesurer : son degré de polarisation.

Rappelons que la lumière naturelle, dite *sauvage,* se propage par les vibrations d'un milieu hypothétique : l'éther, ces vibrations ayant lieu dans n'importe quel plan.

Quand la lumière sauvage traverse certains milieux cristallins ou qu'elle se réfléchit sur des corps non métalliques sous une incidence adéquate, elle devient *polarisée,* c'est-à-dire que les vibrations de l'éther qui propagent cette lumière n'ont plus lieu dans n'importe quel plan. Dans ce cas, si l'on fait passer cette lumière à travers un filtre polarisant animé d'un mouvement de rotation, on constate que la lumière émergente est modulée en amplitude, cette modulation pouvant atteindre 100 % dans le cas d'une lumière entièrement polarisée. C'est par cette méthode que l'on décèle la polarisation d'une lumière, en mesurant avec une cellule le taux de modulation du faisceau après traversée d'un polariseur tournant.

Signalons pour terminer une caractéristique d'un faisceau lumineux dont on peut avoir à tenir compte : sa direction. C'est elle qui agit dans la réalisation d'un servo-mécanisme qui doit faire suivre par une plume d'inscription le spot lumineux d'un galvanomètre. Dans ce cas, l'utilisation de cellules à champ limité et de systèmes optiques adéquats permettra de résoudre le problème de beaucoup de façons.

C. — Propriétés des différents types de systèmes photo-sensibles

Nous avons indiqué, en parlant des différents engins sensibles à la lumière, les propriétés de chacun d'eux. Le but des lignes qui suivent est de comparer les caractéristiques des appareils susceptibles de traduire une lumière en courant électrique, pour permettre à l'utilisateur de choisir le plus approprié à l'usage envisagé.

En ce qui concerne *la rapidité de réponse* aux variations de flux lumineux, la cellule à vide vient en tête puisqu'en principe rien ne la limite. En fait, les courants anodiques de cellules à vide étant toujours très faibles : quelques microampères, on utilise toujours des résistances de charge qui se chiffrent en mégohms, et il suffit dès lors de quelques picofarads de capacité parasite pour perturber fortement la réponse en fréquence de l'ensemble.

On peut cependant se contenter d'une tension de sortie plus faible, au bénéfice de la bande passante. Si l'on veut une bande passante importante sans que le signal soit faible au point d'être noyé dans le souffle, il est recommandé d'utiliser une cellule à multiplication d'électrons. Le courant de sortie de ce type de cellule se chiffre cette fois en milliampères (1 mA max. pour la classique 931 A) et on peut obtenir une

tension de sortie importante avec une résistance de charge faible, autorisant une bande passante considérable.

Après la cellule à vide, c'est la photo-diode au germanium qui permet la reproduction des variations les plus rapides. Suivant les modèles, sa fréquence limite se situe entre 100 et 400 kHz. Les cellules à gaz sont plus limitées : 10 kHz avec des modèles classiques. Les photo-résistances le sont encore davantage, surtout les modèles très sensibles, et le relais photo-chimique obéit en une vingtaine de secondes.

Du point de vue de la *sensibilité spectrale,* nous avons déjà examiné les propriétés des différentes cathodes des cellules à vide ou à gaz. La photo-diode au germanium est surtout sensible au bleu, les photo-résistances au sulfure de cadmium le sont surtout au rouge, et les modèles au sulfure de thallium à l'infra-rouge relativement lointain.

Pour la *stabilité dans le temps,* l'avantage semble revenir aux cellules à vide (sauf celles du modèle multiplicateur, à moins de prendre des précautions spéciales pour leur emploi). La photo-diode au germanium doit également être très stable, mais elle est encore de mise au point trop récente pour que l'on puisse juger de sa stabilité. Par contre, les photo-piles s'altèrent très fortement en vieillissant, et il faut les vérifier à intervalles réguliers si l'on veut faire confiance à leurs indications.

En ce qui concerne la *sensibilité à la température,* les cellules à vide sont sans doute les moins influencées, encore convient-il de ne pas les soumettre à plus de 60° C. Les cellules à gaz sont beaucoup plus thermo-sensibles, de même que les photo-résistances, les photo-piles et la photo-diode au germanium.

Pour les *dimensions géométriques,* il est logique de prévoir que la taille de la photo-diode au germanium, déjà microscopique, pourra bientôt être encore diminuée. Il existe des cellules à vide de dimensions très réduites : 8 mm de diamètre et de 40 mm de long, les électrodes sortant par des fils souples. Les photo-résistances sont également de taille assez réduite, par contre la surface des photo-piles est plus grande si leur épaisseur est faible. Si l'on n'exige qu'une sensibilité réduite, il en existe des modèles de très petites dimensions.

Du point de vue *sensibilité,* rien ne saurait concurrencer la cellule à multiplication d'électrons : avec son amplificateur incorporé, elle atteint le chiffre énorme de plusieurs dizaines d'ampères par lumen. La photo-diode au germanium vient ensuite avec ses quelques 30 milliampères par lumen, puis certaines cellules à gaz avec 0,1 milliampère par lumen (100 μA/lm), valeur atteinte également par certaines cellules à vide sensibles au bleu, exceptionnellement poussées, La sensibilité normale des cellules à vide varie entre 45 et 10 μA/lm; celles des photo-résistances au sulfure de cadmium les rapprocherait de la photo-diode au germanium, mais il est difficile pour ces modèles de parler de sensibilité en micro-ampères par lumen, car le courant les traversant dépend de la tension aux bornes.

En raison de son énorme sensibilité, le photo-multiplicateur s'impose absolument pour la mesure et la détection de flux lumineux extrêmement faibles; mais il ne faut pas oublier que l'on peut réduire sa sensibilité à une valeur très inférieure en abaissant la différence de potentiel entre dynodes, ce qui élargit encore ses possibilités d'application.

D. — Circuits à utiliser avec les cellules

En dehors de cas très particuliers comme le relais photo-chimique, un engin sensible à la lumière ne s'utilise pas seul, et il faut que le montage où il est incorporé lui soit adapté pour en obtenir le meilleur rendement [27] [18].

Nous parlons ici des *circuits* associés aux cellules en donnant à ce terme le sens dans lequel l'entendent les Américains, c'est-à-dire, en fait, du montage utilisant la cellule et constituant un sous-ensemble défini avec elle.

Sauf lors de l'emploi des photo-piles, il faut prévoir une alimentation pour les engins photo-sensibles et ce sont ses caractéristiques dont nous allons nous occuper en premier.

Dans le cas des *cellules à vide,* il n'y a pas de précaution particulière à prendre : le courant est pratiquement indépendant de la tension anodique. Il convient toutefois que cette tension soit suffisante pour que la cellule se trouve dans la zone de sa caractéristique correspondant à un courant constant. Pour les faibles flux lumineux, inférieurs à 0,1 Lm, il suffit en général d'une différence de potentiel anode-cathode supérieure à 10 V pour que tous les photo-électrons soient captés, tandis que 40 V sont souvent nécessaires si le flux lumineux atteint 0,5 Lm.

On a intérêt à ne pas choisir une tension d'alimentation trop élevée; il est bon de se tenir nettement en-dessous du maximum indiqué par le constructeur [22], la stabilité de la cellule pouvant en dépendre. Il est même bon, si la cellule risque de recevoir un flux lumineux élevé lorsqu'elle est sous tension, de prévoir une résistance en série dans l'alimentation de telle sorte que le courant anodique de la cellule ne puisse pas dépasser le maximum indiqué par le constructeur.

Il n'est nullement indispensable de stabiliser la tension d'alimentation; si l'on craint qu'elle varie, un diviseur de tension comportant une résistance non-linéaire [28], type V. D. R. ou analogue, suffit à y parer.

En principe, le problème est le même pour les photo-diodes au germanium. Mais, avec ces diodes, le produit de la tension aux bornes par le courant ne doit pas dépasser un maximum peu élevé, et il faut bien vérifier qu'il en sera toujours ainsi. Il est prudent, dans ce cas, de tracer sur le réseau de courbes la droite de charge correspondant à la valeur la plus élevée que peut prendre la tension d'alimentation et de vérifier qu'elle est entièrement à l'extérieur de la courbe de dissipation maximum.

Pour les *photo-multiplicateurs,* par contre, le problème est tout différent. Une stabilisation très soignée de la tension d'alimentation s'impose [29], car le pouvoir multiplicateur change énormément avec la tension : l'amplification des 9 étages d'une 931 A par exemple passe du simple au double quand la tension entre dynodes passe de 45 à 50 V. Il faut, en plus, disposer d'un diviseur de tension qui fournisse les tensions d'alimentation des différentes dynodes, en général en progression arithmétique.

Dans de nombreuses applications on constitue ce diviseur par une chaîne de petits tubes au néon, comme l'indique la figure 5 où A désigne

une alimentation, R la résistance chutrice dans laquelle passe le courant traversant les tubes à gaz, R_1 la résistance de charge du circuit anodique du photo-multiplicateur. Le courant dans les tubes à gaz est plus grand que le courant maximum dans le circuit anodique du multiplicateur; ainsi la stabilisation est assurée quel que soit l'éclairement de sa cathode. Bien entendu, les tubes à gaz sont situés en dehors de l'enceinte où se trouve la cellule, afin que la lumière qu'ils émettent ne vienne pas en perturber le fonctionnement.

Cette méthode n'est pas recommandable. D'abord les petits tubes au néon que l'on utilise habituellement dans ce but ne sont pas d'une stabilité bien grande, la tension à leurs bornes pouvant varier d'un jour à l'autre dans une proportion suffisante pour que la sensibilité du système soit

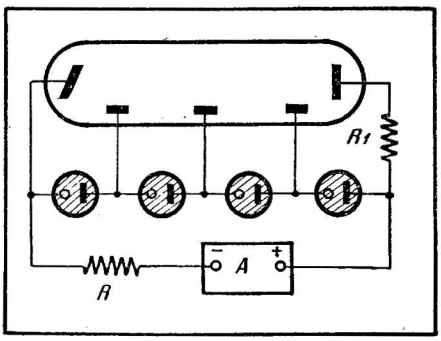


Fig. 5. — Alimentation des différentes dynodes d'un photomultiplicateur par un ensemble de tubes à gaz jouant en même temps le rôle de diviseurs de tension et de stabilisateurs de tension.

altérée. Ensuite, ces tubes sont sujets à des variations brusques de tension. Enfin, il est impossible d'ajuster par ce procédé la tension inter-dynode, et la sensibilité de la cellule est, de ce fait, fixée une fois pour toutes.

Nous préférons l'utilisation d'une chaîne de résistances pour constituer le diviseur, chaîne alimentée par une tension stabilisée par tube série. Le principe de cette stabilisation est indiqué par la figure 6 sur laquelle A désigne une source de tension continue *dont les deux pôles sont isolés de la masse,* V_1 est un tube à gaz fournissant la tension étalon, V_2 est le tube stabilisateur et V_3 le photo-multiplicateur.

Pour ioniser V_1, on utilise une source de tension positive par rapport à la masse, désignée par + B sur la figure.

La tension aux bornes de V_1 sert également à alimenter l'écran de la penthode stabilisatrice V_2. La tension négative de sortie (pôle négatif de A) est comparée à la tension de référence par la chaîne de résistances R_1 — P — R_2.

Si, pour une raison quelconque, la tension de sortie tend à devenir trop négative, la grille de V_2 se trouve polarisée plus négativement et la chute de tension aux bornes de ce tube augmente. Or, cette chute se retranchant de la tension fournie par A, il en résulte une compensation de l'augmentation de tension de A.

En déplaçant le curseur du potentiomètre P, on fait varier la tension de sortie d'une façon continue. La chaîne de résistances R_3 .... R_7 fournit

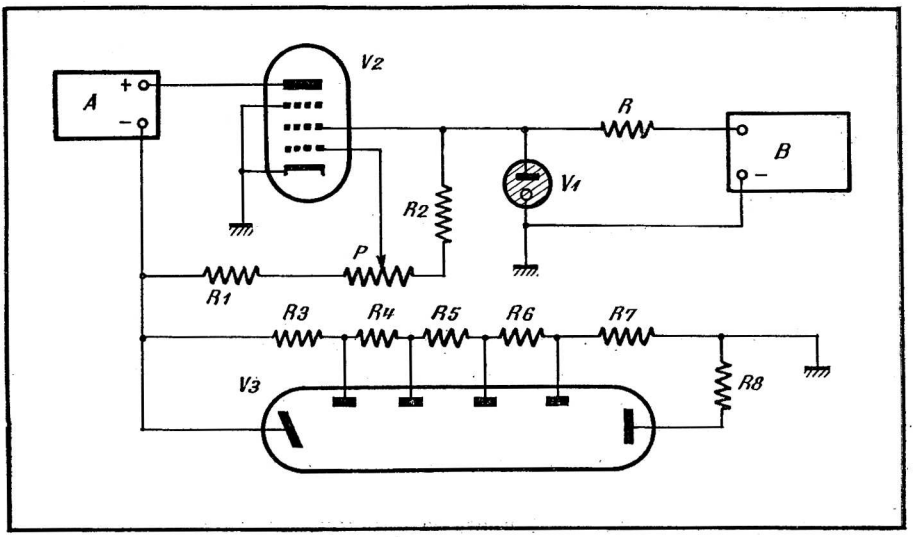


Fig. 6. — Le photomultiplicateur est alimenté sous une tension fournie par A et stabilisée par le tube V_2.

les tensions des différentes dynodes et la résistance R_s constitue la charge du circuit anodique du multiplicateur.

Il convient de remarquer ici que l'alimentation est *en négatif*, ce qui est logique : il est plus normal d'utiliser la cellule avec sa cathode à — 1000 V par rapport à la masse, et son anode autour du potentiel zéro (à la chute près dans R_s) que de relier la cathode du multiplicateur à la masse et de porter, par conséquent, son anode à un potentiel continu de l'ordre de + 1000 V par rapport au châssis.

Les tensions à utiliser pour ces multiplicateurs atteignent en effet ces valeurs, et l'on va même plus loin avec certains multiplicateurs à 18 étages (ces derniers sont surtout utilisés en photométrie stellaire).

Les éléments de ce montage sont faciles à calculer. Il faut d'abord connaître les tensions maximum et minimum que l'on désire appliquer à la cellule, ensuite le courant anodique maximum de la cellule. On détermine alors la valeur des résistances du diviseur de tension (R_3 à R_8) pour que le courant les traversant soit de l'ordre de grandeur du courant anodique maximum de la cellule, ou un peu plus, quand la tension de sortie est la plus basse.

Supposons que nous ayions choisi une 931 A. La notice nous indique : courant anodique maximum 1 mA, mais elle précise plus loin que, pour la stabilité de la cellule, il est préférable de le limiter à 0,1 mA. Si nous avons décidé d'alimenter ce tube sous des tensions comprises entre 600 et 1200 V, nous choisirons donc les résistances du diviseur inférieures à 600 kΩ ; en effet, il y a dix résistances en série pour alimenter les 9 dynodes (la figure 6 indique à titre d'exemple une cellule à 4 dynodes seulement). Donc, pour une tension globale de 600 V, soit 60 V par étage, le courant sera de 0,1 mA dans les résistances si elles valent chacune 600 kΩ. Nous aurons un large coefficient de sécurité si nous les choisissons de 200 kΩ.

Le calcul des résistances R_1, R_2 et P est facile si l'on connaît la tension aux bornes de V_1. Nous supposerons que nous avons adopté un 85A1 qui nous fournit 85 V et que le tube régulateur V_2 est une penthode du type EF50, plus adaptée à ce type d'emploi qu'un tube miniature, en raison de la tension élevée existant sur l'anode de V_2.

Une EF50 avec 85 V de tension écran est pratiquement bloquée pour une tension grille de — 2 V; dans le montage de la figure 6, elle travaille pratiquement au *cut-off*, le courant débité par l'alimentation se limitant pratiquement à 0,3 mA (courant maximum dans les résistances du diviseur de tension).

Nous pourrons donc dire (fig. 7) que le curseur de P est toujours au potentiel — 2 V, l'extrémité de R_2 reliée à l'écran de V_2 est toujours au potentiel + 85 V, et celle de R_1 reliée au pôle négatif de A doit voir son potentiel varier de — 600 V (curseur de P du côté de R_1) à — 1200 V (curseur de P du côté de R_2).

Nous négligerons les 2 V par rapport aux 600 et 1200 V, et nous écrirons que, pour les deux positions extrêmes du curseur de P, les chutes de tension sont proportionnelles aux résistances, ce qui nous donne :

$$\frac{R_2}{87} = \frac{P + R_1}{1200} \quad \text{et} \quad \frac{R_2 + P}{87} = \frac{R_1}{600}.$$

Ce système des deux équations homogènes à trois inconnues nous

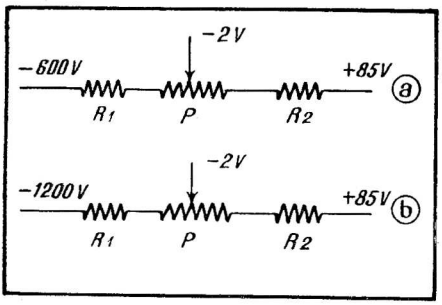


Fig. 7 — Suivant que le curseur de **P** est à gauche (**a**) ou à droite (**b**) la tension stabilisée est de — 600 ou de — 1200 V. On en déduit les valeurs de R_1 et R_2 en fonction de celle de **P**.

donne une infinité de systèmes de solutions tous proportionnels à l'un d'entre eux (en effet, nous pouvons multiplier les valeurs de R_1, R_2 et P qui satisfont les équations par un nombre quelconque, nous obtenons trois nouvelles valeurs, proportionnelles aux anciennes, qui satisfont aussi les équations).

Nous nous contenterons donc de tirer R_1 et R_2 en fonction de P, ce qui est facile et nous donne :

$$R_1 = 14{,}8\ P \quad \text{et} \quad R_2 = 1{,}14\ P$$

Si nous adoptons pour P la valeur de 1 MΩ, nous obtiendrons alors pour R_1 la valeur de 14,8 MΩ (en pratique 15 MΩ) et pour R_2 celle de 1,14 MΩ.

L'alimentation A sera composée d'éléments tels qu'elle puisse fournir une tension légèrement supérieure à 1300 V (1200 V pour la cellule plus

100 V de marge, destinés à assurer le bon fonctionnement de la penthode V_2) sous un débit de 0,375 mA (soit 0,3 mA dans le diviseur de tension qui alimente les dynodes, plus 75 µA dans la résistance R_1 et le potentiomètre P.

Si l'on veut que le photo-multiplicateur passe des fréquences élevées, on limitera sa résistance de charge anodique à une valeur suffisamment basse, compte tenu de la capacité parasite d'anode de la 931A, de la capacité de câblage, et de la capacité d'entrée de l'amplificateur qui suit. On pourra utiliser des corrections par des inductances dans la charge anodique ou dans la liaison entre l'anode et la grille du tube amplificateur, exactement comme dans la liaison entre deux tube amplificateurs. Le calcul des résistances de charge des amplificateurs à large bande étant exposé au chapitre 10, page 165, nous y renvoyons nos lecteurs.

Si, au contraire, on désire que la cellule ait une sensibilité aussi grande que possible, au détriment de la bande passante, on utilisera une résistance de charge anodique élevée, allant jusqu'à plusieurs centaines de mégohms. Il convient alors de prendre des précautions tout à fait spéciales, de sélectionner la cellule, au besoin de la remplacer par un modèle *à faible courant d'obscurité* (comme la 1P21, analogue à la 931A) et de la refroidir.

La *lumière équivalente de bruit de fond* doublant pour une augmentation de température de 30 °C environ, on gagnera un coefficient de plus de 100 en refroidissant la cellule dans l'air liquide. Il convient alors de préciser que, dans ces conditions, la lumière équivalente de bruit de fond d'une 931A n'est plus que 4.10^{-14} Lm, soit la lumière envoyée sur la cathode de la cellule par une source d'une intensité lumineuse de 1 bougie située à 70 km de la cellule !

Ces cellules à haute sensibilité doivent être préservées des flux lumineux trop intenses. Une 931A dont la photo-cathode est exposée directement à la lumière du soleil, risque fort d'être définitivement détériorée même si le tube n'est pas alimenté. Si le photo-multiplicateur est sous tension, il suffit d'un flux lumineux très faible pour l'endommager.

On peut pallier cet inconvénient en utilisant un système d'alimentation qui coupe systématiquement la tension d'alimentation de la cellule lorsque le courant anodique de celle-ci dépasse un certain maximum. Par exemple, dans le montage de la figure 6, on peut placer une résistance entre l'écran du tube V_2 et l'électrode positive du tube étalon V_1, puis relier l'écran de V_2 à l'anode d'une autre penthode V_4 normalement bloquée. Un amplificateur à courant continu approprié débloque V_4 lorsque le courant anodique de la 931A dépasse un certain maximum. Dans ce cas, le potentiel de l'écran de V_2 s'effondre, la chute de tension dans ce tube augmente, diminuant d'autant la tension d'alimentation de la cellule, laquelle est ainsi préservée dans une certaine mesure.

On peut, dans certains cas, utiliser le montage CLINK [30] dont le schéma est reproduit sur la figure 8 et présente certaines analogies avec celui de la figure 6. La source de haute tension, dont les deux pôles sont isolés de la masse est représentée par A et V_1 est un tube à gaz servant de référence de potentiel ainsi que de source d'alimentation de l'écran du tube V_2.

Mais l'analogie s'arrête là. Dans le schéma de la figure 8, nous voyons en effet que la grille du tube V_2 est reliée directement à l'anode du photo-multiplicateur, laquelle est alimentée depuis la tension stabilisée par le

tube V_1 à travers la résistance R. Si le courant anodique du multiplicateur a tendance à augmenter, la chute de tension dans R augmente, la polarisation du tube V_2 également; la chute de tension dans ce tube croît et la tension d'alimentation de la cellule diminue.

Si l'on néglige les variations, toujours très faibles, de la polarisation de V_2 par rapport à la tension aux bornes de V_1, on voit que la chute de tension dans R est maintenue constante par la contre-réaction introduite par le montage. Le courant anodique de la cellule étant automatiquement amenée par le montage à la valeur adéquate pour que le produit du flux lumineux atteignant la cellule par la sensibilité de celle-ci soit constant. Pour connaître la valeur du flux lumineux, il suffit de lire sur un voltmètre la tension d'alimentation de la cellule, le voltmètre ayant été au préalable étalonné en flux lumineux.

Ce montage présente l'avantage d'être à sensibilité quasi-logarithmique. En effet, lorsque la tension d'alimentation d'un photo-multiplicateur croît en progression arithmétique, sa sensibilité croît sensiblement en progression géométrique. On peut donc, sur une seule échelle de lecture, lire aussi bien des flux très faibles que des flux relativement élevés. Un autre intérêt du montage est qu'il protège automatiquement le photo-multiplicateur contre les flux lumineux excessifs et il nous semble, de ce fait, très intéressant pour l'industrie.

Dans la réalisation du montage de CLINK, il faut éviter que la tension aux bornes de la cellule puisse dépasser le maximum indiqué par le constructeur, ce qui peut arriver en particulier lorsque la cellule ne reçoit aucun flux lumineux.

Un montage comme celui de la figure 8 peut rendre de grands services, par exemple, dans le cas de la détection des trous dans une bande de tôle ou de papier noir; dans un tel appareil, la bande à contrôler passe entre une forte lampe et une cellule.

Comme il s'agit de détecter des trous minuscules, la cellule doit être très sensible et l'on utilise fréquemment un photo-multiplicateur. Mais un très gros trou, peut se présenter ou il peut arriver que l'on retire entièrement la bande de l'appareil, en laissant la lampe allumée et la cellule sous tension. Si l'on emploie un montage classique, cet excès de lumière risque fort de détériorer rapidement la cellule; par contre, si l'on a réalisé le montage CLINK, la tension d'alimentation de la cellule s'effondre à moins de 100 V si elle est trop violemment éclairée, et sa vie se trouve de ce fait énormément augmentée [31].

Ayant passé en revue les différentes alimentations qui conviennent aux divers types de cellule, examinons les circuits utilisant le courant anodique des cellules.

Il y a essentiellement deux types d'utilisation du courant d'une cellule : le *tout ou rien* et le *progressif*. Le premier mode convient aux instruments de surveillance, de comptage et, d'une façon générale à tous les ensembles basés sur l'apparition et la disparition d'un flux lumineux. Par contre, les photomètres et les colorimètres doivent être progressifs.

Sauf dans certains cas très particuliers : photo-diode au germanium, photo-multiplicateur et certaines photo-résistances, le courant des systèmes photo-sensibles n'est pas suffisant par lui-même pour actionner directement un relais électromagnétique. Il est donc nécessaire de l'amplifier.

Si l'on se contente d'un système *tout ou rien,* on peut remplacer le tube amplificateur par un thyratron [18], mais dans ce cas, il ne faut pas oublier que ce tube, s'il s'ionise pour une certaine valeur de polarisation, ne se désionise plus quand on rend sa grille négative. Seul, l'abaissement de la tension anodique au-dessous d'un seuil déterminé fait cesser l'ionisation.

Une solution élégante du problème est fournie par le schéma de la figure 9. Le transformateur T comporte deux secondaires : le premier FF sert à chauffer le filament du thyratron, le second BC comporte une prise intermédiaire A, plus près de C que de B, qui est mise à la masse, comme

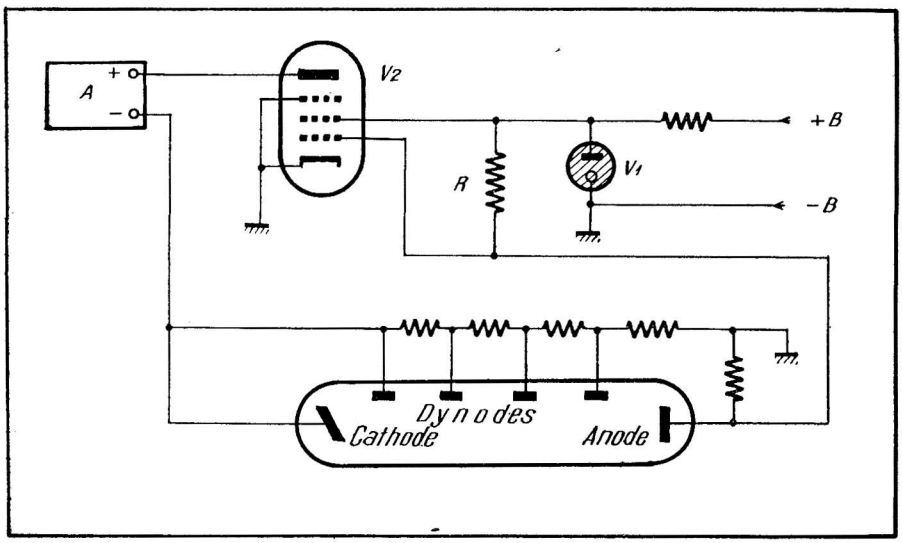


Fig. 8. — Montage de Clink dans lequel le tube V_2 ajuste la tension d'alimentation du photomultiplicateur à une valeur telle que le courant anodique de celui-ci ait une valeur déterminée.

la cathode du thyratron. L'extrémité B de ce secondaire alimente l'anode du thyratron à travers la résistance R_1 et le bobinage du relais Rel shunté par le condensateur C. Elle alimente également l'anode de la cellule par le diviseur de tension R_2 - R_3.

Supposons tout d'abord la cellule non éclairée. La grille du thyratron est polarisée, à travers la résistance R_4, par une partie de la tension de l'enroulement AC, réglable par le potentiomètre P, et toujours en opposition de phase avec la tension anodique du thyratron. Si le curseur de P est suffisamment éloigné de la masse, la tension de la grille du thyratron, négative pendant que l'anode est positive, empêche l'ionisation de se produire. Evidemment, pendant l'alternance négative de la tension anodique, aucune ionisation ne peut se produire.

Eclairons maintenant la cellule : pendant une alternance positive de la tension anodique du thyratron, l'anode de la cellule est également positive et un courant passe dans R_4, rendant la grille du thyratron moins négative. Si l'illumination de la cellule est convenable, l'ionisation peut

s'amorcer dès que la tension anodique du thyratron atteint une valeur suffisante. Lors de l'alternance négative, le thyratron se désionisera, mais, à l'alternance suivante, il s'ionisera de nouveau si la cellule est toujours éclairée.

Tant que la cellule recevra un flux lumineux, le thyratron s'ionisera pendant les alternances positives de sa tension anodique, et un courant redressé traversera l'enroulement du relais Rel; ce dernier collera, fermant le contact K.

Le condensateur C est destiné à empêcher la vibration du relais en laissant passer une partie de la composante alternative du courant qui traverse le thyratron. La résistance R_1 limite le courant anodique du thyratron à une valeur moyenne sans danger pour lui. Le thyratron utilisé sera un modèle bigrille, par exemple un 2D21, qui admet une résistance de grille R_4 allant jusqu'à 10 MΩ.

Pour un montage bien réglé, il suffit d'un courant de cellule provoquant une chute de tension de 1 V dans R_4 pour déclencher l'ionisation. Si R_4 vaut 10 MΩ, cela correspond à un courant de 0,1 µA, soit pour une cellule de sensibilité 30 µA/Lm, à un flux lumineux de 0,003 lumen, soit la lumière reçue par la cathode de la cellule (en supposant une cathode de 2 cm²) à plus de 5 m d'une lampe de 40 W (450 Lm) sans aucun système optique.

Ce type de montage peut dérouter ceux qui ont l'habitude de soigner le filtrage des alimentations, mais il est normal d'utiliser le courant alternatif avec un thyratron.

Le montage de la figure 9 a, en outre, l'avantage de faire coller le relais pour une valeur de flux lumineux supérieure à un certain seuil, et de le faire décoller pour le même seuil. Cela semble évident, mais, si l'on

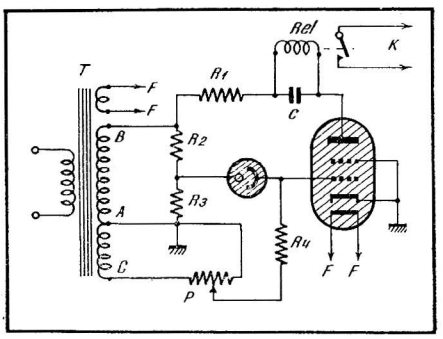


Fig. 9. — La cellule devant déclencher un thyratron quand elle est éclairée, on l'alimente en courant alternatif comme le thyratron.

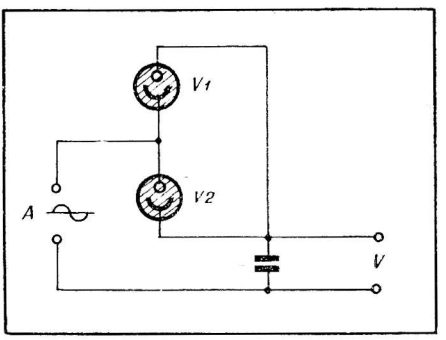


Fig. 10. — Photomètre de rapport la tension alternative **A** charge **C** à travers V_1 pendant une alternance, le décharge à travers V_2 pendant la suivante.

avait utilisé un tube amplificateur, attaqué sur sa grille par la cellule, pour commander un relais, il n'en aurait pas été ainsi. En effet, il ne faut pas oublier qu'un relais colle pour une certaine intensité i_c, mais une fois collé, il ne décolle que pour une intensité i_d inférieure à i_c. L'étage amplificateur

étant linéaire, il existera donc un flux lumineux de collage et un flux de décollage du relais.

L'alimentation en courant alternatif peut également être utilisée dans les circuits destinés à des mesures. Par exemple, on pourrait remplacer, dans le montage de la figure 9, le thyratron par une triode et le relais par un appareil de mesure, on réaliserait ainsi un véritable photomètre [27].

Il existe un cas dans lequel l'alimentation en alternatif est une nécessité : le *photomètre de rapport,* constitué par deux cellules et destiné à mesurer le rapport des flux lumineux qu'elles reçoivent [32]. Le principe de ce montage est indiqué sur la figure 10. La source de tension alternative A charge le condensateur C par la cellule à vide V_2 pendant une alternance, elle le décharge pendant l'alternance suivante à travers la cellule V_1, à vide également. Il faut que la quantité d'électricité traversant V_1 pendant l'alternance négative soit égale à celle qui passe dans V_2 pendant l'alternance positive. D'autre part, les courants qui passent dans les cellules quand elles sont conductrices sont constants pendant une alternance (ce

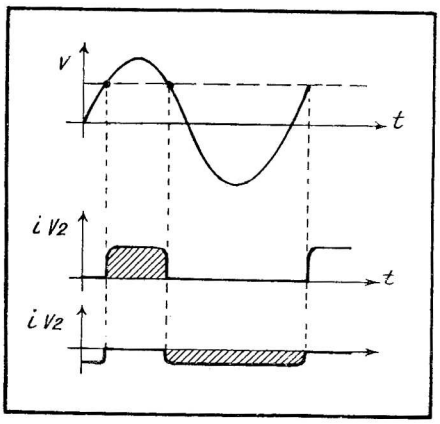


Fig. 11 — La tension V à laquelle s'est chargé le condensateur **C** de la figure 10 est telle que le courant de V_1, plus intense, passe pendant une portion plus petite de l'alternance que le courant i_2.

sont des cellules à vide). Il en résulte nécessairement que les temps pendant lesquels les cellules sont conductrices sont inversement proportionnels aux courants qui les traversent.

Ceci serait impossible s'il n'y avait pas de tension V aux bornes du condensateur; ce dernier se charge donc. Supposons par exemple que le flux lumineux reçu par V_2 soit double de celui qui atteint V_1; le condensateur C se charge de telle sorte que la tension appliquée à V_1 n'est plus du courant alternatif pur mais comporte une composante continue qui est précisément la tension de charge de C.

Ainsi, la cellule V_1 ne sera conductrice que pendant une fraction de la période inférieure à 50 %, tandis que V_2 laissera passer du courant pendant une durée supérieure à la moitié de la période de la tension A, comme le montrent les courbes de la figure 11. Les charges transportées par chaque cellule pendant leurs périodes respectives de conduction sont égales, ce qui se traduit par l'égalité des aires hachurées sur les deux courbes inférieures.

Le rapport de la tension V à la tension efficace de A est donc indépendant du courant des deux cellules et ne dépend que du rapport de ces courants.

Ce montage, fort intéressant, permet d'apprécier les rapports de deux flux lumineux; on dit qu'il est *logométrique*.

Le calcul montre aisément que, pour deux flux lumineux assez voisins, si un des flux est supérieur de k % à l'autre, la tension V vaudra 0,785 k % de la tension crête de A, ou 1,11 k % de la tension efficace de A.

Par exemple, pour une tension d'alimentation A de 60 V efficaces (85 V de crête), un écart des flux de 4 % (k = 4) se traduira par une tension V de 1,11 × 4 = 4,44 % de la tension efficace, soit environ 2,67 V. Bien entendu, cette tension doit être mesurée au moyen d'un voltmètre électronique pour ne pas perturber le fonctionnement du système.

Un autre montage utilisant deux cellules peut aussi être réalisé [33], dont la figure 12 indique le principe. En gros, on peut dire que chaque cellule sert de résistance de charge à l'autre. Or, on sait que la résistance interne d'une cellule à vide est considérable puisque son courant est presque

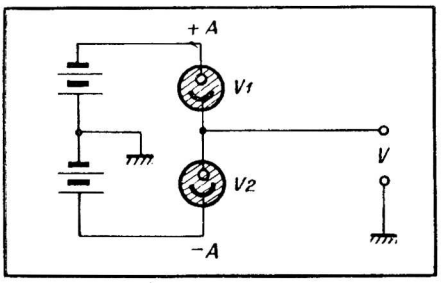


Fig. 12. — Dans ce photomètre différentiel, chaque cellule sert de résistance de charge à l'autre ; la sensibilité du système est considérable.

indépendant de sa tension. En mesurant la tension V à l'aide d'un voltmètre électronique, on obtient donc un système extrêmement sensible permettant de mesurer les différences de flux lumineux.

En fait, cette sensibilité est un défaut dans bien des applications, car elle est si élevée qu'il est pratiquement impossible de tarer le zéro de l'appareil. On peut toutefois la réduire en shuntant l'entrée du voltmètre par une résistance de plusieurs dizaines de mégohms. Dans le cas des montages des figures 10 et 12, il faut un véritable voltmètre électronique pour utiliser la tension de sortie du système; dans la plupart des autres cas, l'impédance d'entrée du montage associé à une cellule peut être moins élevée.

Les courants photoélectriques étant très petits, il est fréquent d'utiliser des résistances de charge de plusieurs mégohms et il faudra évidemment que la résistance d'entrée du tube associé à la cellule soit assez élevée pour ne pas perturber le fonctionnement. Si l'on désire passer la composante continue, il faudra en outre que l'amplificateur soit prévu pour cela [34], ce qui est une source supplémentaire de difficultés. Les tensions d'entrée étant souvent très faibles, il y aura intérêt à utiliser un amplificateur symétrique pour réduire la dérive de zéro.

On emploie souvent les montages représentés par les figures 13 *a* et 13 *b*. Le montage 13 *a* ne pose pas de problèmes. Par contre, lors de l'utili-

sation de celui de la figure 13 *b*, il faut se rappeler que les étages à liaison cathodique ne sont pas faits, en principe, pour être attaqués par des tensions négatives : au-delà d'une certaine chute de tension dans la résistance de charge R, le tube est bloqué..

Ces montages sont intéressants, car ils permettent de transmettre à grande distance les indications d'une cellule, la sortie d'un étage à liaison cathodique étant à très basse impédance. Il faut, bien entendu, que le tube à liaison cathodique soit situé à côté de la cellule. Rappelons que, dans le cas du montage 13 *a*, on peut diminuer l'effet de la capacité parasite cathode-masse de la cellule en entourant celle-ci presque complètement d'un blindage métallique que l'on réunit à la cathode du tube de liaison.

Un étage à liaison cathodique introduit, comme on le sait, un décalage de tension, aussi est-il nécessaire d'en tenir compte si on utilise la composante continue de la tension de cellule.

On peut compenser ce décalage par une tension continue obtenue par un diviseur à partir d'une tension stabilisée, ou mieux en utilisant un tube

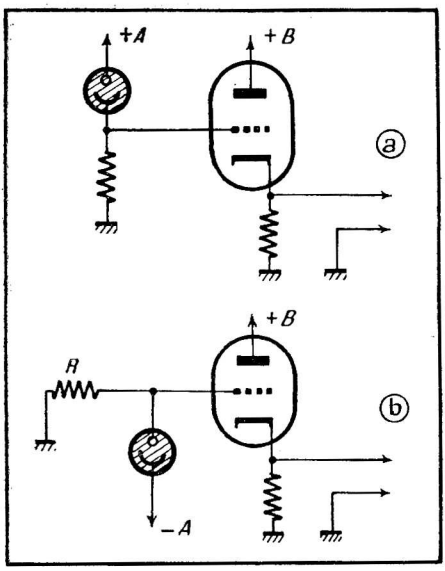


Fig. 13. — Montages transmettant l'indication photo-électrique à distance à basse impédance au moyen d'un étage à liaison cathodique.

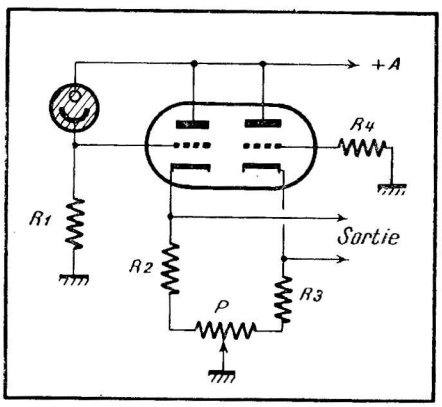


Fig. 14. — L'utilisation d'un étage cathodique symétrique permet de réduire la dérive à zéro.

identique au tube de liaison, monté lui aussi en sortie cathodique, mais ayant sa grille à la masse. Il est même préférable d'utiliser un tube double dont les deux anodes sont réunies à la haute tension + B, une des grilles étant reliée à la résistance de charge de la cellule et l'autre grille à la masse. Les résistances de cathode des deux triodes seront rigoureusement appariées, et l'on utilisera la différence de tension entre les deux cathodes. La dérive de zéro pourra être très faible.

Pour compenser une éventuelle dissymétrie due aux tubes (car les deux moitiés d'une double triode ne sont pas forcément identiques) on peut utiliser le montage de la figure 14, dans lequel la même haute tension alimente les étages à liaison cathodique et la cellule, ce qui se fait souvent. Les résistances de charge des cathodes sont constituées respectivement par R_2 et une partie du potentiomètre P, par R_3 et l'autre partie de P. On ajuste la position du curseur de P pour que la différence de potentiel entre les cathodes des deux tubes soit nulle en l'absence d'éclairement sur la cellule. La grille du second tube n'est pas reliée directement à la masse, mais à travers une résistance R_4 égale à R_1 de manière à éviter la dissymétrie due à d'éventuels courants de grilles.

Si la cellule utilisée présente une certaine fuite, un *courant d'obscurité* non négligeable, il vaut mieux ne pas compenser le déséquilibre qui en résulte par un réglage du curseur de P; il est préférable, dans ce cas, de ramener la résistance R_4 non à la masse, mais sur le curseur d'un autre potentiomètre de faible valeur situé entre la masse et un point à potentiel légèrement positif. On pourra, par le réglage de ce potentiomètre, compenser la fuite de la cellule. Si l'on désire commander l'étage de liaison par la somme des courants de deux cellules, on pourra employer le montage de la figure 15 *a*, celui de la figure 15 *b* convenant au cas de l'utilisation de la différence des courants des deux cellules.

Ces montages très simples sont rendus possibles par l'emploi de cellules à vide dont les résistances internes, considérables, assurent une indépendance complète de fonctionnement des deux cellules, malgré la résistance de charge commune R.

Souvent, pour transmettre une indication relative à un flux lumineux très faible, on veut pouvoir le transformer en un flux variable, afin de n'avoir à amplifier que du courant alternatif, ce qui est toujours plus facile. Dans ce cas, on peut interrompre périodiquement l'arrivée de la lumière sur la cellule au moyen d'un disque rupteur, muni à sa périphérie de crans ou de zones alternativement transparentes et opaques et entraîné par un moteur. Si l'on peut placer le disque à un endroit ou le faisceau lumineux est suffisamment resserré, on utilise alors des fentes fines et il est possible de moduler la lumière à une fréquence relativement élevée. Par exemple, un disque comportant 50 fentes et tournant à 3000 t/mn module la lumière à 2500 Hz.

On peut également moduler le courant photo-électrique par un moyen purement électrique, en utilisant des modulateurs classiques, en anneau ou en montage équivalent. Il est aussi possible d'utiliser une cellule à multiplication d'électrons en appliquant sur une de ses dynodes une tension alternative à la fréquence f_1, sur une autre tension à la fréquence f_2 et en amplifiant la composante à la fréquence f_1-f_2 du courant anodique [35]. En principe, il suffirait d'appliquer à une dynode une tension à la fréquence f pour que le courant anodique soit modulé à la fréquence f et à la fréquence $2f$, mais, dans ce cas, le couplage par capacité parasite entre la dynode attaquée et l'anode ferait apparaître une importante tension alternative sur l'anode, même en l'absence de lumière.

Dans tout ce qui précède, nous avons supposé que nous traduisions uniquement le courant d'une ou plusieurs cellules. Mais il est possible

que l'on veuille utiliser la *quantité d'électricité* qui traverse une cellule. Pour cela, il suffit de placer dans le circuit de la cellule, qui sera du modèle à vide, un condensateur à la place de la résistance de charge [36]. C'est ce que l'on fait, en particulier, dans le *photomètre intégrateur*, destiné à mesurer la quantité totale de lumière reçue par une émulsion photographique pendant l'exposition. La tension aux bornes du condensateur, primitivement déchargé, est proportionnelle à la quantité de lumière reçue par l'émulsion, à condition que la cellule reçoive un flux lumineux proportionnel à celui qui agit sur l'émulsion.

Comme il s'agit de mesurer la tension aux bornes d'un condensateur, il faut de nouveau utiliser un voltmètre électronique. Mais le plus souvent, il suffit de connaître le temps au bout duquel la tension aux bornes du

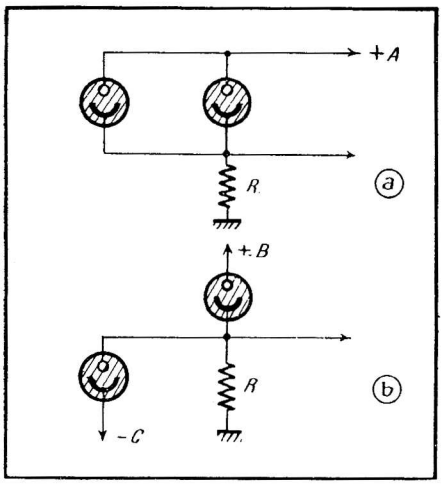


Fig. 15. — Comment on prend la somme (**a**) ou la différence (**b**) du courant de deux cellules.

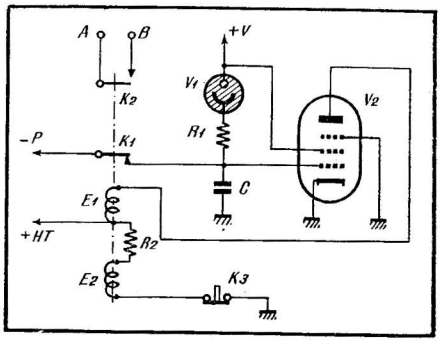


Fig. 16. — Système intégrateur de lumière pour la photographie le courant photo-électrique charge **C** jusqu'à ce que le tube V_2 soit débloqué et fasse coller le relais.

condensateur atteint un niveau suffisant, pour pouvoir arrêter l'exposition de l'émulsion photographique à la lumière. Dans ce cas, le problème est simplifié car il est relativement facile de choisir un tube dont le courant grille est faible quand il est bloqué. Le schéma de la figure 16 indique le principe de la réalisation.

Il s'agit ici d'un ensemble destiné à contrôler l'exposition d'agrandissements photographiques et la cellule V_1 reçoit une partie des rayons réfléchis et diffusés par le papier sensible pendant l'exposition de celui-ci.

Le relais figuré sur le schéma comporte deux bobinages dont l'un, E_2 est un enroulement de maintien. Le courant qui y circule, dosé par la résistance R_2, est juste suffisant pour maintenir le relais collé, mais insuffisant pour le faire coller.

Supposons initialement le relais collé. Le contact K_1 du relais, qui est un contact *travail*, est fermé et la grille du tube V_2 se trouve polarisée à la tension — P, fortement négative : le tube est donc bloqué. Par contre, le

contact K_2 qui est un contact *repos* est ouvert : on l'utilise pour couper l'alimentation de la lampe de l'agrandisseur. La résistance R_1 sert à limiter le courant dans la cellule pour que celle-ci ne soit pas endommagée.

Si nous voulons exposer un agrandissement, nous appuyons sur le poussoir K_3 : il ouvre momentanément le circuit de l'enroulement E_2, et le relais décolle, allumant la lampe de l'agrandisseur par le contact K_2. Mais K_1 s'étant ouvert, la grille de V_2 n'est plus maintenue au potentiel — P et le courant qui passe dans la cellule V_1, chargeant le condensateur C, va ramener ce potentiel vers zéro. Au bout d'un temps variable selon l'éclairement de la cellule, le potentiel de la grille atteint une valeur suffisamment voisine de zéro pour débloquer le tube V_2, le courant anodique de ce tube fait recoller le relais et arrête l'exposition. Le tube V_2 est alors rebloqué, mais le relais *ne décolle pas* en raison du courant qui passe dans l'enroulement E_2 et le tout est prêt pour un nouvel agrandissement.

Bien entendu, V_1 est une cellule à vide, et nous avons choisi une cathode du type S_4 pour que sa sensibilité spectrale soit la même que celle du papier sensible. La sensibilité de l'instrument se règle en agissant sur la capacité du condensateur C et sur la valeur de — P.

L'engin décrit est un peu théorique; en fait il vaut mieux utiliser deux tubes montés en multivibrateur monostable, dont V_2 constitue l'un des éléments. L'effet de réaction qui se manifeste au moment du déblocage de V_2 rend ce déblocage beaucoup plus franc. Il existe également des montages alimentés entièrement en courant alternatif permettant de réaliser cette mesure de quantité de lumière et de déclencher un relais lorsque l'exposition est suffisante.

Pour terminer cette revue des circuits utilisés avec les cellules, nous allons indiquer comment on en calcule les différents éléments, et pour cela, nous donnerons tout d'abord quelques éléments de photométrie [37].

La grandeur de base est le *flux lumineux,* qui est en quelque sorte la quantité de lumière passant en une seconde dans un contour donné; on le chiffre en *lumens* (lm). A titre indicatif, une lampe à incandescence de 40 W rayonne dans tout l'espace qui l'entoure un flux de 450 lm, ce qui représente un rendement énergétique très faible. Un tube fluorescent de 30 W (longueur 1 m) rayonne tout autour de lui un flux de 1000 à 1100 lm.

Pour pouvoir calculer les flux lumineux, il est nécessaire de définir ce qu'est un *angle solide,* notion utilisée pour désigner la portion d'espace qui est contenue à l'intérieur d'un cône.

Du même que l'on mesure en radians un angle plan par la longueur de l'arc qu'il intercepte sur un cercle de rayon unité centré au sommet de l'angle, on mesure en *stéradians* l'angle solide d'un cône par la surface *s* interceptée à l'intérieur du cône sur une sphère de *rayon unité* centrée en son sommet, ainsi que l'indique la figure 17. Comme la totalité de la surface d'une sphère de rayon 1 vaut 4 π, on voit que l'angle solide maximum constitué par tout l'espace autour d'un point vaut 4 π stéradians.

L'angle solide limité à un côté d'un plan passant par le sommet du cône vaut la moitié, soit 2 π. Celui qui est limité par un trièdre trirectangle vaut $\pi/2$ puisqu'on peut découper autour d'un point l'espace en huit trièdres trirectangles adjacents. On se représentera mieux un tel angle solide en imaginant que c'est celui sous lequel un observateur, situé au

centre de la terre, verrait la portion de la planète comprise entre les latitude O (équateur) et 90° (pôle nord) et les longitudes 0 et 90°.

Il est important de pouvoir chiffrer l'angle solide sous lequel on voit une petite surface s située à une distance d d'un point O, l'angle de la normale à la surface avec la direction OA (joignant le point O au milieu A de la surface) étant égal à α (fig. 18).

Nous supposerons que la distance d est grande par rapport à la plus grande dimension du petit élément de surface s, de telle sorte que les droites joignant les différents points de l'élément de surface s au point O puissent être considérées comme parallèles.

L'angle solide Ω serait le même si la surface s était remplacée par sa

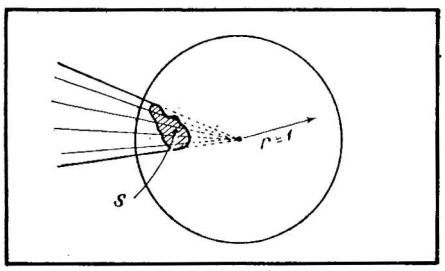
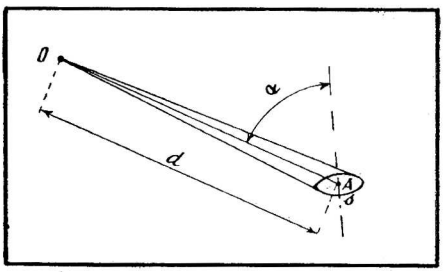


Fig. 17. — Définition de l'angle solide : surface interceptée sur une sphère de rayon unité.

Fig. 18. — Evaluation de l'angle solide sous lequel on voit à la distance **d** une petite surface **s.**



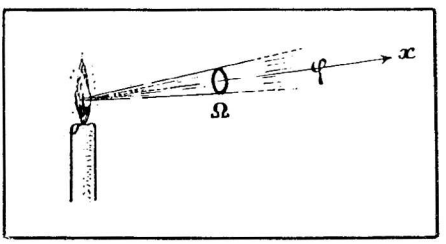
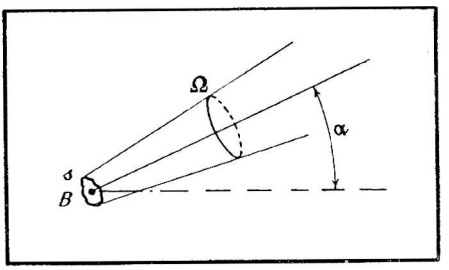


Fig. 19. — Définition de l'intensité lumineuse dans une direction **x** donnée (quotient d'un flux lumineux par un angle solide).

Fig. 20. — Définition de la brillance d'une zone (quotient d'une intensité lumineuse par une surface).



projection orthogonale sur un plan perpendiculaire en A à OA, cette surface vaudrait : $s' = s \cos \alpha$.

Cette surface plane peut être assimilée à une portion d'une grande sphère de centre O et de rayon d. La surface interceptée par l'angle solide Ω sur une sphère de rayon unité (soit d fois plus petite) serait d^2 fois plus petite, car le rapport des aires de deux surfaces homothétiques est égale au carré du rapport d'homothétie.

L'angle solide Ω vaut par conséquent s'/d^2, donc : $\Omega = s \cos \alpha / d^2$

On appelle *intensité lumineuse* d'une source dans une direction x donnée (fig. 19) le quotient du flux lumineux φ envoyé par la source dans un petit cône entourant la direction x par la mesure de l'angle solide Ω de ce petit cône. Plus exactement, on doit considérer la limite de ce quotient quand on prend des cônes de plus en plus serrés autour de la direction x.

Cette intensité se mesure en *lumens par stéradian*, ou encore en *candela* (dernière des unités adoptées, après les différentes « bougies », étalons VIOLLE, CARCEL, HEFNER, etc...).

Une source qui rayonnerait exactement autant dans toutes les directions, avec une intensité I, aurait un flux lumineux total de $4 \pi I$.

En général, les sources ne rayonnent pas également dans toutes les directions; beaucoup de sources suivent la loi dite du cosinus : l'intensité dans une direction donnée est proportionnelle au cosinus de l'angle fait par cette direction avec celle qui correspond à l'intensité maximum. C'est en particulier le cas des surfaces lumineuses planes.

Les sources lumineuses sont rarement assimilables à des points, aussi est on obligé de définir leur *brillance*.

La brillance d'une source dans une direction donnée est le quotient de son intensité lumineuse dans cette direction par sa surface apparente dans la direction en question. On l'exprime en bougies par cm^2 ou *stilbs*.

Comme, le plus souvent, l'intensité lumineuse d'une source non ponctuelle dans une direction donnée est proportionnelle au cosinus de l'angle formé par cette direction avec la normale à la surface lumineuse, il en résulte que la brillance est la même dans toutes les directions. En effet, la surface apparente de l'élément lumineux est, elle aussi, proportionnelle au cosinus de cet angle.

Dans ce cas, une surface s d'une source de brillance B rayonne dans l'angle solide Ω entourant la direction x qui forme l'angle α avec la normale à la surface lumineuse (fig. 20) un flux lumineux : $\varphi = B\ s\ \Omega \cos \alpha$.

Nous arrivons maintenant à la notion *d'éclairement*. On appelle éclairement d'une zone le quotient du flux lumineux reçu par cette zone (en lumens) par la surface (en mètres carrés).

L'unité d'éclairement est le lumen par mètre carré que l'on appelle un *lux* (lx). C'est un éclairement très faible, valant environ cinq fois celui donné par la pleine lune et correspondant à l'éclairement donné par une lampe de 40 W à 6 m. L'éclairement d'une table d'opération chirurgicale doit être d'environ 2000 lx, le plein soleil d'été donnant environ 70 000 lx.

Toutes choses égales d'ailleurs, l'éclairement d'une surface par une source est inversement proportionnel au carré de la distance qui les sépare.

Une surface située normalement à la direction des rayons à une distance d d'une source dont l'intensité est I dans la direction de la surface reçoit un éclairement donné par

$$e = \frac{I}{d^2}$$

e en lux, I en candela, d en mètres.

Connaissant ces différents éléments, il est possible de calculer le flux lumineux qui entre dans une cellule.

A titre d'exemple, nous donnerons le calcul suivant :

Une source *S* (fig. 21) ponctuelle rayonnant également dans toutes les directions, dont l'intensité lumineuse est 20 candelas (dans toutes les directions) éclaire un échantillon au moyen d'une lentille de 8 cm de diamètre située à 70 cm de la source, normalement à la direction des rayons lumineux.

La distance focale de la lentille est telle que l'image de la source sur l'échantillon ne soit pas nette; on la règle de telle sorte que cette image soit un cercle de 2 cm de diamètre que nous supposerons uniformément éclairé.

Un système optique composé d'une lentille de 6 cm de diamètre à 70 cm de la tache et dans une direction faisant un angle de 45° avec la normale

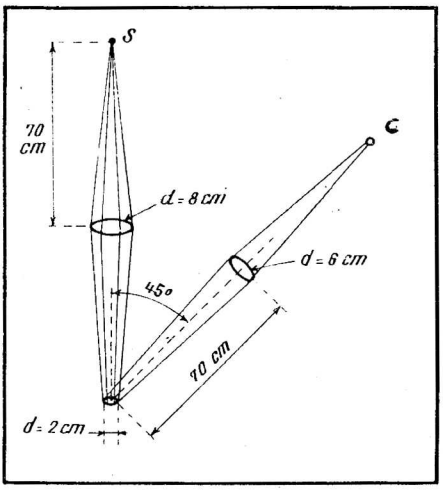


Fig. 21. — Conditions du problème correspondant à l'exemple numérique de calcul de flux.

à la surface renvoie la lumière réfléchie par l'échantillon sur la cellule C; et le champ de ce système est tel qu'il ne *voit* qu'un centimètre carré de la zone éclairée.

Les rayons issus de la source *S* étant perpendiculaires à la surface de l'échantillon, on veut calculer le flux lumineux reçu par la cellule.

Calculons tout d'abord le flux lumineux envoyé par *S* dans la première lentille. L'angle solide sous lequel *S* voit cette lentille est le quotient de sa surface par le carré de sa distance.

La surface de la lentille est : $\pi\ 8^2/4 = 50{,}2$ cm^2, ce qui, divisé par 70^2 donne $1{,}03.10^{-2}$ stéradian.

Le flux lumineux issu de *S* et tombant sur la lentille est donc le produit de l'intensité lumineuse (20 candelas) par l'angle solide soit : 0,206 lm.

On peut en conclure que l'éclairement de la tache lumineuse sur l'échantillon est le quotient de 0,206 par la surface de cette tache en *mètres carrés*, soit $3{,}14.10^{-4}$ m^2, ce qui donne 655 lx.

Une zone de 1 cm^2 de cette tache reçoit donc un flux lumineux de 655.10^{-4} soit $6{,}55.10^{-2}$ lm.

C'est ici qu'intervient la partie la plus difficile du calcul. La zone de 1 cm² recevant un certain flux lumineux, nous supposerons qu'elle en renvoie une proportion r (r pouvant être égal à l'unité dans le cas d'un corps parfaitement blanc tel que le carbonate de magnésium, souvent utilisé comme étalon). Nous supposerons également que la lumière renvoyée par cette zone suit la loi du cosinus. Reportons-nous à la figure 22; nous allons calculer le flux lumineux renvoyé dans l'angle solide compris entre les deux cônes de révolution ayant pour axe la normale à la surface et pour demi-angles au sommet respectifs α et $\alpha + d\alpha$.

L'intensité rayonnée dans toutes les directions de cet angle solide est : $I_o \cos \alpha$, en appelant I_o l'intensité suivant la normale, puisque toutes les directions de cet angle solide font l'angle α avec la normale ($d\alpha$ est négligeable devant α). Calculons l'angle solide lui-même : la bande découpée par l'angle solide sur une sphère de rayon unité a une largeur de $d\alpha$ et sa longueur est celle du parallèle de la sphère (en parlant le langage de la géographie) soit :

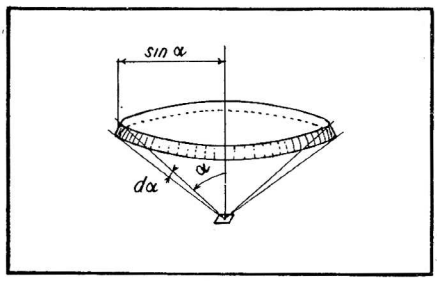


Fig. 22. — Comment on décompose l'espace autour d'une surface brillante pour intégrer le flux lumineux qu'elle envoie.

$$2 \pi \sin \alpha$$

La surface de cette bande vaut donc :

$$2 \pi \sin \alpha \, d\alpha$$

et le flux rayonné dans cet angle solide vaudra :

$$I_o \cos \alpha \; 2 \pi \sin \alpha \, d\alpha$$

Le flux total rayonné du côté éclairé vaudra donc :

$$\Phi = \int_{\alpha = 0}^{\alpha = \frac{\pi}{2}} 2 \pi \, I_o \cos \alpha \sin \alpha \, d\alpha$$

cette intégrale se calcule facilement en remarquant que :

$$2 \sin \alpha \cos \alpha = \sin (2 \alpha)$$

et que $\sin (2 \alpha) \, d\alpha$ est la différentielle de

$$-\frac{1}{2} \cos (2 \alpha).$$

Il en résulte que le flux total vaut :

$$\Phi = \pi I_o.$$

Or, ce flux total vaut, nous l'avons supposé :

$$r.\ 6{,}55.10^{-2}\ \text{lm}.$$

L'intensité I_o vaut donc :

$$\frac{r.\ 6{,}55}{\pi}\ 10^{-2} \text{ soit } I_o = r.\ 2{,}08.10^{-2}.$$

L'intensité lumineuse dans la direction faisant un angle de 45° avec la normale est le produit de I° par cos 45° (0,707) ce qui donne :

$$I_{45^o} = r.\ 1{,}47.10^{-2}.$$

L'angle solide sous lequel cette zone de 1 cm² voit la deuxième lentille est le quotient de la surface de cette lentille par le carré de la distance soit :

$$\frac{\pi}{4}\ (6)^2\ \frac{1}{70^2} = 5{,}77.10^{-3} \text{ stéradian.}$$

Le flux qui arrive dans la cellule est donc :

$$r.\ 1{,}47.10^{-2}\ .\ 5{,}77.10^{-3} = r.\ 8{,}5.10^{-5}\ \text{lm}.$$

On voit que ce flux est très faible. Même en supposant r = 1 et une sensibilité de cellule de 40 μA/lm, cela ne donne qu'un courant de $3{,}4.10^{-3}$ μA soit $3{,}4.10^{-9}$ A qui, dans une résistance de charge de 100 MΩ, ne donne qu'une tension de 0,34 V.

Mais les conditions que nous avons supposées ne sont pas avantageuses et, en réduisant la distance de *S* à la première lentille de 5 fois ainsi que la distance de la plage éclairée à la deuxième lentille, ce qui est parfaitement faisable (ces distances deviennent alors 14 cm chacune), on gagne un coefficient 625 et le flux reçu par la cellule devient alors

$$r.\ 5{,}31.10^{-2}\ \text{lm}$$

ce qui, dans les mêmes conditions que plus haut (r = 1, cellule de 40 μA/lm) nous donne une tension de plus de 21 V dans une résistance de charge de 10 MΩ seulement.

Dans le calcul qui précède, nous avons supposé que les lentilles n'absorbaient aucune lumière. En réalité, il faut tenir compte d'un facteur de transmission *T* qui est de l'ordre de 0,92 par lentille simple.

Ce facteur est peu important si on ne multiplie pas les lentilles utilisées. Si le système optique en comporte beaucoup on a intérêt à augmenter le facteur de transmission de chaque lentille en la faisant fluorurer.

Les calculs de flux lumineux sont souvent longs et fastidieux, mais ils sont toujours faisables, tout au moins avec une bonne approximation, dans les cas usuels.

E. — Possibilités d'emploi des cellules

Les organes photo-sensibles ont énormément d'applications dans le domaine de l'électronique.

Les plus directes sont évidemment les mesures photométriques, qui sont très intéressantes car elles ont des emplois multiples [31 - 38 - 39]. En effet, on peut utiliser la photométrie pour :

— le contrôle des opérations photographiques (prise de vue, agrandissement, photogravure, etc...) [40];

— le contrôle des sources lumineuses (phares, lampes, optiques des sources d'éclairage);

— la mesure de concentration d'un produit coloré dans un produit non coloré (colorimétrie);

— la vérification de la couleur d'un produit (spectrophotométrie) [41 - 42 - 43];

— l'analyse d'un produit (spectrométrie quantitative);

— la mesure de l'intensité d'un rayonnement invisible susceptible d'exciter une fluorescence visible (rayons X, ultra-violet, rayons gamma);

— la mesure de la surface d'un objet opaque sans contact, par mesure du flux lumineux qu'il absorbe (dans ce cas, il faut que le faisceau lumineux intercepté par l'objet soit parfaitement homogène, pour que la position de l'objet soit sans importance) [44];

— le contrôle de la position d'un objet, en lui faisant masquer une zone lumineuse de brillance non uniforme.

Les systèmes photo-sensibles associés à des montages *tout ou rien* sont essentiellement utilisés pour :

— les installations de sécurité, empêchant une machine dangereuse de se mettre en route tant que la zone menacée n'est pas entièrement évacuée;

— les systèmes de gardiennage, donnant l'alarme si quelqu'un pénètre dans un périmètre donné;

— le comptage des petits objets à distance;

— la mesure de la fréquence du mouvement périodique d'une pièce mobile à distance (il est possible, par exemple, de mesurer la vitesse de rotation d'une hélice d'avion à plusieurs centaines de mètres);

— les repérages de position d'un objet;

— les signalisations d'alarme pour l'incendie.

Cette énumération n'est donnée qu'à titre indicatif, tellement les applications des cellules photo-électriques sont nombreuses [26 - 45 - 46 - 47 - 48].

Quand on utilise un appareil muni de cellules, il faut bien vérifier qu'il a été conçu et réalisé de telle sorte que les montages associés aux cellules correspondent aux conditions de sensibilité, de bande passante, de stabilité et de sécurité exigées au cahier des charges.

Il ne faut jamais perdre de vue, lors de la conception de l'appareil, que ce qui fonctionne au laboratoire peut ne pas fonctionner dans les conditions d'emploi normales. L'humidité, les températures élevées et les vibrations que l'on peut rencontrer dans une usine ont souvent raison d'appareils en apparence bien conçus.

Dans le domaine d'utilisation des cellules, on rencontre particulièrement des résistances élevées; il faut donc prendre des précautions très sérieuses contre l'humidité. Le seul moyen efficace consiste à enfermer la cellule, les circuits à haute impédance et les étages préamplificateurs dans une enceinte *étanche* munie d'une fenêtre transparente laissant passer la lumière. On prendra d'autre part toutes précautions utiles contre les variations de la tension d'alimentation, dues au caractère erratique que présente souvent la tension du secteur dans les installations industrielles.

CHAPITRE III

Capteurs sensibles aux rayonnements nucléaires

Les cellules photo-électriques dont nous avons longuement parlé plus haut sont sensibles aux rayons visibles. En fait, elles débordent le domaine de sensibilité de l'œil humain en percevant le proche ultra-violet et le proche infra-rouge.

Mais il existe une quantité d'autres rayonnements invisibles, dont on fait un usage croissant de nos jours. Car ces rayons sont doués de propriétés intéressantes et l'on dispose de moyens très variés pour les produire et les détecter. Nous voulons parler des rayonnements qui prennent naissance dans les phénomènes de désintégration nucléaire.

Nous commencerons donc par définir les différentes radiations que l'on peut avoir à détecter ou à mesurer, puis nous préciserons les sources susceptibles de les produire, les capteurs sensibles à ces radiations et les circuits qui leur sont associés et enfin les possibilités d'emploi de ces ensembles.

A. — Les rayonnements nucléaires

Il y a essentiellement trois sortes de rayonnements qui prennent naissance lors des phénomènes de désintégration nucléaire.

Les rayons alpha sont constitués par une émission de particules dites particules α ou hélions, noyaux d'atomes d'hélium; elles sont composées de deux protons (corpuscules doués de masse et portant une charge positive) et de deux neutrons (corpuscules de masse égale à celle d'un proton, mais ne portant pas de charge).

Ces corpuscules sont relativement lourds; le rapport de leur charge à leur masse est très petit et ils ne sont donc que fort peu déviés par les champs électriques et magnétiques. Ils sont absorbés par quelques milli-

mètres de parcours dans l'air et, de ce fait, très difficiles à utiliser et à mesurer.

Les rayons bêta sont des électrons; ils sont donc identiques aux rayons cathodiques que nous rencontrons dans les tubes électroniques. Leur rapport charge/masse étant très grand, ils sont donc facilement déviés par les champs électriques et magnétiques. Leur parcours dans l'air dépend de l'énergie avec laquelle ils ont été émis. Ils peuvent traverser des corps assez lourds, atteignant jusqu'à plusieurs millimètres d'acier pour les rayons β très durs. Les rayons β mous sont déjà fortement absorbés par une épaisseur relativement faible de papier ou d'aluminium.

Remarquons que, pour ces deux premiers rayonnements, on emploie le terme *rayons* alors qu'il s'agit de corpuscules.

Mais dans ce domaine, plus encore que dans celui de la lumière visible, l'aspect double ondulatoire-corpusculaire apparaît très nettement et l'on appelle à juste titre, ces particules en mouvement *rayons*, car elles en présentent les principales propriétés.

Les rayons gamma (γ) se présentent comme une ondulation de fréquence très élevée, analogue au rayons X, mais de longueur d'onde beaucoup plus courte et de pénétration considérable. Ils sont totalement insensibles aux champs électriques et magnétiques et peuvent se propager à une distance considérable dans l'air. Quand ils sont émis avec une énergie élevée, ils peuvent traverser plusieurs centimètres de plomb sans atténuation importante.

D'autres rayonnements peuvent prendre naissance dans les réactions nucléaires, en particulier le rayonnement *neutronique*, formé d'un flux de neutrons. En général, ce rayonnement est très pénétrant. Il est d'ailleurs extrêmement nocif pour l'organisme humain, de même que les rayons gamma.

Enfin, puisqu'on le détecte en même temps que les rayonnements d'origine nucléaire, signalons le rayonnement *cosmique*, de provenance lointaine, qui tombe d'une façon incessante sur nous à la cadence d'une pluie très espacée, et dont la puissance de pénétration est énorme puisqu'il arrive à traverser plusieurs mètres de plomb.

B. — Sources produisant des rayonnements nucléaires

Commençons par les sources naturelles. Il y a évidemment tout l'espace, qui émet les rayons cosmiques. Ce rayonnement est d'ailleurs le seul, actuellement, que l'on ne puisse produire artificiellement (nous souhaitons qu'il en soit ainsi le plus longtemps possible). Ensuite, de nombreux minéraux radioactifs, disséminés dans le sol, envoient à la surface leurs rayons γ, ceux-ci traversant mieux la couche superficielle, et une partie de leurs rayons β.

Contrairement à une opinion assez répandue, les corps radioactifs ne sont pas rares, ils sont seulement très disséminés. La radioactivité du sol est décelable presque en tout point du globe; elle est plus élevée en certains

endroits où se trouvent rassemblés des minerais, mais elle n'est nulle en aucun endroit.

Les corps radioactifs naturels étant en très faible proportion dans des produits inertes, il faut les concentrer si l'on veut disposer de sources puissantes; c'est ce que l'on faisait jusqu'à la découverte des radioéléments artificiels. On dispose aujourd'hui de puissantes sources de radioactivité, obtenues en général par action du flux de neutrons issu d'une pile nucléaire sur des produits chimiques divers. Le plus souvent, le corps exposé au rayonnement neutronique se modifie; il devient un isotope radioactif, qui se désintègre lentement pour redevenir inactif, en émettant des rayons α, β, γ ou des neutrons [49 - 50 - 51 - 52].

Un corps radioactif donné est défini par sa période, c'est-à-dire par le temps qu'il faut pour que son activité diminue de moitié (par disparition de la moitié de la masse du corps radioactif). Ces périodes s'étagent entre quelques microsecondes et plusieurs siècles. Les corps ayant des périodes de quelques fractions de seconde sont pratiquement inconnus. On n'a pu déterminer leur existence que par le raisonnement. En effet, il ne faut pas oublier qu'au bout d'un temps égal à deux fois la période il ne reste plus qu'un quart du produit radioactif, au bout de dix fois, il n'en reste plus qu'un millième et au bout de vingt fois qu'un millionième. Un isotope radioactif comme le radio-cobalt, dont la période se chiffre en années est donc considéré comme un élément étalon, à la seule condition de refaire un tarage périodique de son activité. Par contre, un radioisotope dont la période se chiffre en jours, ou surtout en heures, est un corps qui disparaît rapidement, ce qui peut être utile dans de nombreuses applications.

C. — Les engins sensibles aux rayonnements nucléaires

On décèle les rayonnements nucléaires principalement par l'ionisation qu'ils provoquent dans les gaz, ou par des actions secondaires, telle que la fluorescence qu'ils provoquent dans certains cristaux ou la variation de conductibilité de certains semiconducteurs.

Le premier appareil historiquement utilisé pour la découverte et l'étude de ces rayonnements est la chambre à ionisation [53]. C'est d'ailleurs cette dernière qui permet de définir l'unité de rayonnement.

On constate que, lorsqu'un rayonnement nucléaire traverse un gaz, celui-ci est ionisé, séparé en électrons négatifs et ions positifs et, de ce fait, susceptible de conduire du courant. Lors des premières recherches de Pierre et Marie CURIE, ces savants utilisaient la décharge d'un électroscope à feuilles d'or pour mesurer le rayonnement qui avait été découvert par son action sur les émulsions photographiques.

Une chambre d'ionisation est constituée par une enceinte contenant un gaz et dans laquelle sont situées deux électrodes.

Si un rayonnement traverse le gaz, une différence de potentiel étant appliquée entre les électrodes, on constate qu'un courant passe entre celles-ci. Si l'on maintient le rayonnement constant et que l'on fasse varier uniquement la différence de potentiel entre les électrodes, on note qu'à

partir d'une certaine valeur de celle-ci le courant ne varie plus : on a capté tous les ions libérés par le rayonnement.

Si on augmente encore la différence de potentiel, des phénomènes nouveaux, peuvent intervenir que nous examinerons plus loin. De toutes façons, une décharge risque de s'amorcer entre les électrodes, le gaz s'ionisant sous la seule influence du champ électrostatique. Pour éviter cela, on donne en général aux chambres d'ionisation une forme cylindrique. L'une des électrodes est un cylindre dans l'axe duquel est située l'autre électrode. Fréquemment, la première est constituée par un dépôt conducteur appliqué sur la paroi intérieure de la chambre. De la sorte, le champ que l'on peut appliquer avant l'amorçage d'une décharge dans le gaz est très élevé, bien supérieur à celui qui suffit pour obtenir le courant de saturation.

La nature du gaz remplissant la chambre intervient. Le courant est plus grand avec un gaz de numéro atomique élevé, tel que le krypton. La pression du gaz exerce de même une influence, le courant lui étant sensiblement proportionnel, toutes choses égales d'ailleurs. Enfin, il faut prendre en considération la nature des parois.

Par convention, on a pris comme chambre de référence une enceinte remplie d'air, dont les parois, de même que l'électrode centrale, sont en bakélite graphitée. Pour éviter l'influence des parois on essaye même, dans les chambres étalons, de ne pas les placer sur le parcours des rayons.

Ceci permet de définir le *rœntgen*, unité de quantité de rayonnement analogue au lumen employé en lumière visible. C'est la quantité de rayonnement qui, dans 1,293 milligramme d'air sec à la température de 15° C, provoque le dégagement d'une charge d'une unité électrostatique, soit $0{,}33\ 10^{-9}$ coulomb.

L'intensité d'un rayonnement se mesure en rœntgens par seconde ou r/s. A la pression normale de 76 cm de mercure, 1,293 mg d'air correspond à 1 cm^3. Donc, un rayonnement de 1 r/s agissant sur une chambre d'ionisation de 1 l produit un courant de :

$$10^3 \times 0{,}33\ 10^{-9} = 0{,}33\ 10^{-6}\ \text{A soit } 0{,}33\ \mu\text{A}.$$

Un rayonnement de 1 r/s est énorme. On ne le trouve que sous une forte ampoule de radiothérapie profonde, car les rayons X se mesurent aussi avec l'unité r. Il détruit rapidement les tissus vivants, avec une préférence marquée pour les tissus cancéreux.

On voit donc que la chambre d'ionisation est indiquée pour la mesure des rayonnement relativement forts et que, néanmoins, il nous faudra mesurer des courants extrêmement faibles. La technique des lampes électromètres a fait, heureusement, des progrès considérables, ainsi que celle des résistances de très fortes valeurs. Les chambres d'ionisation sont sensibles aux rayons γ, β et α à condition que ces derniers puissent pénétrer dans l'enceinte.

C'est assez facile en ce qui concerne les rayons β, surtout s'ils sont *durs*; mais les rayons α ne pénètrent dans la chambre que si elle est ouverte, ce qui présente de nombreux inconvénients, en particulier du point de vue de la perte d'isolement due à l'action de l'humidité.

Pour les rayons β *mous*, on peut constituer une des parois de la chambre par une feuille de cellophane, qui les absorbe très peu. En général, on place cette feuille à l'extrémité du cylindre qui constitue la chambre.

Les neutrons n'ont pas de pouvoir ionisant, aussi faut-il, pour les détecter, les transformer en rayons γ. Cette transformation est heureusement facile : il suffit de faire arriver le flux de neutrons sur un composé contenant du bore, par exemple de l'acide borique, pour qu'une réaction nucléaire se produise entre les neutrons et les noyaux de bore, réaction conduisant à la production de rayons γ que la chambre d'ionisation peut détecter.

Comme nous le verrons par la suite, la chambre d'ionisation est limitée à la mesure des rayonnements relativement forts : on descend rarement au-dessous de 10^{-5} r/s. C'est le rayonnement limite qu'un homme puisse supporter sans danger 8 heures par jour régulièrement; il correspond à l'action de 10 mg de radium à une distance de 1 m.

Mais il existe un autre type d'appareil qui permet de déceler et de mesurer des rayonnements très faibles : le compteur de Geiger [54 - 55 - 56].

Ce compteur consiste en une ampoule contenant un gaz à faible pression et dans laquelle on a placé deux électrodes : un cylindre et un fil dans l'axe du cylindre. Il ressemble donc à une chambre d'ionisation, mais il en diffère par le fonctionnement.

Soumettons ce compteur à un rayonnement, γ par exemple, et augmentons progressivement la différence de potentiel entre l'anode (fil) et la cathode (cylindre). D'abord on ne constate rien. Puis, au-dessus d'une certaine tension, un courant commence à passer dans le compteur, qui fonctionne alors en chambre d'ionisation. Mais ce courant est insignifiant, le compteur constituant une mauvaise chambre d'ionisation en raison de son petit volume et de la pression réduite du gaz à l'intérieur de l'ampoule.

Si nous augmentons encore la tension, nous nous apercevons que le courant passant dans le compteur n'est pas continu; il s'agit d'impulsions de rythme irrégulier, chacune de ces impulsions correspondant au passage d'un photon γ dans le cylindre. Presque indécelable dans le fonctionnement en chambre d'ionisation (où le courant n'était provoqué que par un rayonnement énorme, correspondant à une cadence moyenne d'impulsions considérable), cet aspect irrégulier du courant est mis en évidence par l'amplification due au gaz.

Chaque rayon nucléaire qui passe provoque l'apparition d'ions qui, mis en mouvement par le champ électrique, rencontrent des molécules de gaz qu'ils ionisent à leur tour, augmentant d'autant le courant primitif.

Les différentes impulsions ont d'ailleurs des amplitudes de crête inégales, proportionnelles à l'énergie du rayon qui leur a donné naissance; c'est pourquoi on appelle ce type de fonctionnement « compteur proportionnel ».

On utilise de tels compteurs quand il est important de connaître l'énergie des rayons, ce qui est rare en dehors des laboratoires de recherche nucléaire.

Augmentons encore la tension : nous voyons l'amplitude des impulsions croître rapidement, puis devenir uniforme quelle que soit l'énergie des rayons qui leur ont donné naissance. Nous avons atteint la zone de fonc-

tionnement en compteur de GEIGER, où l'ionisation provoquée par chaque rayon se généralise à tout le gaz du tube.

En fait, nous constaterions alors que, dès qu'un rayon passe dans le compteur, celui-ci s'ionise et ne désionise plus. Pour pouvoir utiliser le tube, il faut lui associer un montage dit *d'extinction* qui en assure la désionisation. On peut aussi incorporer dans le gaz un alcool lourd qui provoque automatiquement la désionisation (découverte de TROST), ou ajouter au gaz un halogène, en général de la vapeur de brome.

Les compteurs renfermant un alcool ou un halogène provoquant l'extinction sont dits *auto-coupeurs* (self quenching) et ne nécessitent pas de montage d'extinction; par contre, ils sont en général moins robustes que les modèles non auto-coupeurs utilisés avec un montage d'extinction.

On utilise les compteurs en les associant à un montage qui compte les impulsions [57], et on atteint ainsi une grande sensibilité, car un rayonnement même très faible correspond à un grand nombre de rayons par seconde. C'est ainsi que, par exemple, les rayons cosmiques, qui sont indécelables par la chambre d'ionisation, produisent plusieurs impulsions par seconde dans un compteur moyen de quelques 10 cm^2 de surface utile.

En général, les compteurs de Geiger sont caractérisés par les valeurs suivantes :

1° Tension de début du fonctionnement;

2° Tension de début de plateau, légèrement supérieure à la précédente, et à partir de laquelle la cadence moyenne des impulsions reste sensiblement constante lorsque l'on augmente la tension;

3° Tension de fin de plateau, à partir de laquelle le nombre d'impulsions par seconde augmente rapidement;

4° Pente du plateau, généralement exprimée en pour cent par 100 V; c'est la variation relative du nombre d'impulsions donnée par le compteur (soumis à un rayonnement constant) quand on augmente la tension de 100 V.

Les catalogues des fabricants de tubes compteurs indiquent en général la longueur de plateau ou palier, c'est-à-dire la plage totale de tension pour laquelle la cadence moyenne d'impulsions demeure pratiquement constante.

Ils indiquent également la densité superficielle de l'enveloppe du compteur en milligrammes par centimètre carré (mg/cm^2). En effet, il faut pour qu'un rayon soit décelé qu'il traverse le cylindre. Cela ne présente aucune difficulté pour les rayons γ *durs,* car ils traversent un cylindre en laiton et une enveloppe en verre. Par contre, pour déceler les rayons β, il faut leur laisser un passage plus facile jusqu'à l'espace intérieur du compteur. Pour cela, on fabrique des tubes dont le cylindre joue en même temps le rôle d'enveloppe extérieure. Il est réalisé en aluminium aussi mince que possible; il faut cependant qu'il soit capable de supporter la pression atmosphérique et suffisamment robuste pour qu'on puisse le manipuler. On réalise des parois en aluminium de 0,1 mm d'épaisseur, ce qui correspond environ à 20 mg/cm^2.

Si l'on veut détecter des rayons β encore plus *mous,* il faut une paroi plus légère encore. On peut pratiquer une fente dans le cylindre, une autre, en face de la première, dans le verre du tube, et obturer cette dernière par une bande de papier d'aluminium collée sur le verre. On obtient ainsi une

paroi de 8 mg/cm², mais évidemment la fente doit être étroite (1 ou 2 mm) pour que le papier mince en aluminium puisse résister à la pression atmosphérique. La surface utile du compteur est alors très petite, ce qui diminue d'autant sa sensibilité.

On utilise ausi des compteurs avec fenêtre en bout, réalisée en mica tendu; on arrive ainsi à concilier une paroi mince (2 à 3 mg/cm²) avec une surface utile importante.

Parallèlement aux compteurs de Geiger, on emploie les compteurs à scintillation [58 - 59 - 60]. Ils sont constitués par une cellule à multiplication d'électrons devant la cathode de laquelle est placée une substance cristalline donnant un éclair de fluorescence chaque fois qu'elle est frappée par un rayon nucléaire. Ces cristaux sont notamment de l'anthracène ou des iodures alcalins activés par des sels métalliques en faible dose.

La cellule est alimentée de façon classique et on utilise les impulsions de tension apparaissant aux bornes d'une résistance de charge dans son circuit anodique, exactement comme pour un compteur de Geiger. Bien entendu, on a fait en sorte qu'aucune lumière autre que la fluorescence du cristal ne puisse atteindre la cathode de la cellule.

Ce type de compteur est intéressant, car il est moins sensible à la saturation que le tube de Geiger; il permet la détection de rayons *très mous* (il suffit que ces rayons traversent le papier noir protégeant la cellule de la lumière ambiante pour pénétrer dans le cristal). Enfin il peut déceler des rayonnements radioactifs dans des endroits inaccessibles à un compteur Geiger : il suffit de placer le cristal au bout d'un *conduit à lumière* (tige de plastique transparent argentée) à l'autre bout duquel se trouve la cellule. C'est ainsi, en particulier, que l'on peut rechercher les traces de radioactivité à l'intérieur du corps humain, en faisant pénétrer le cristal au bout de son conduit à lumière dans une veine ou dans la trachée.

On utilise enfin, pour la détection de la radioactivité, des cristaux tels que le diamant, qui deviennent partiellement conducteurs quand ils sont frappés par un rayon radioactif.

D. — Circuits utilisés avec les appareils sensibles aux rayonnements nucléaires

Nous commencerons par examiner les montages utilisés avec les chambres d'ionisation.

Le grand problème, dans ce cas, est l'isolement. En effet, nous avons vu que le courant traversant une chambre d'ionisation de 1 l, volume assez important, n'était que de 0,33 µA pour le rayonnement énorme de 1 r/s. Si l'on veut détecter une radiation de 10^{-5} r/s avec la même chambre, on voit que le courant d'ionisation sera de $3{,}3.10^{-6}$ µA. On sera donc dans l'obligation de recourir aux lampes électromètres, dont le courant de grille sera négligeable par rapport au courant de la chambre d'ionisation.

Les fabricants ont fait, dans ce domaine, d'immenses progrès depuis quelques années. C'est ainsi que l'on trouve des électromètres tétrodes

miniatures dont le courant grille n'est que de 10^{-9} µA : même avec une chambre de 1/3 de litre, ce courant sera le millième de celui de la chambre pour une irradiation de 10^{-5} r/s. Il suffit en général d'une tension de quelques dizaines de volts pour alimenter la chambre d'ionisation.

Nous allons faire passer le courant de cette chambre dans une résistance très élevée et mesurer la chute de tension dans cette résistance, exactement comme nous l'aurions fait pour une cellule photo-électrique. Mais ici, les résistances à utiliser vont jusqu'à 10^6 et même 10^7 MΩ et les précautions d'isolement deviennent tout à fait particulières. On ne saurait concevoir un appareil utilisant de telles résistances qu'enfermé dans une enceinte rigoureusement étanche, parfaitement sèche, et dont l'état de sécheresse est entretenu en permanence par un corps très déshydratant tel que le gel de silice ou l'Actigel. Si les différentes résistances doivent être commutées pour fournir différentes gammes de sensibilité, il faut que le commutateur, spécialement conçu pour cet usage, soit également enfermé aussi dans l'enceinte étanche contenant la résistance et le tube électromètre.

Le schéma de la figure 23 reproduit un montage utilisable avec une chambre d'ionisation. Il s'agit d'un montage à piles, comportant un ampli-

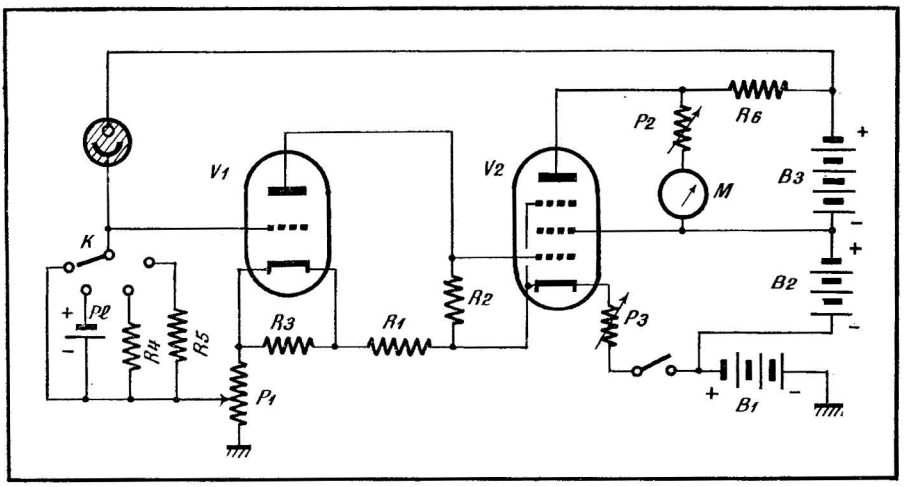


Fig. 23. — Ionomètre à chambre d'ionisation. C'est un amplificateur à deux étages à couplages continus, le premier étant constitué par un tube électromètre, qui permet de mesurer la chute de tension aux bornes d'une résistance de très haute valeur parcourue par le courant d'ionisation.

ficateur à couplage direct à deux étages, le premier constitué par une triode électromètre et le second une penthode classique. Ce schéma peut dérouter celui qui l'examine, aussi allons-nous l'examiner en détail.

La batterie B_1 fournit la tension de chauffage des deux tubes montés en série, plus la chute de tension dans la résistance R_1, cette chute de tension étant destinée à l'alimentation de la triode électromètre (ces tubes doivent être alimentés sous une tension anodique de 2 ou 3 V). La résistance ajustable P_3 sert à compenser l'usure de la batterie B_1; au fur et à mesure que la résistance interne de B_1 augmente, au cours du vieillissement de la

pile, on diminue P_3. On a constaté en effet que, lorsqu'une pile sèche vieillit, c'est surtout la résistance interne qui augmente alors que la force électromotrice à vide reste sensiblement constante.

La chute de tension dans le potentiomètre P_1, parcouru lui aussi par le courant de chauffage des tubes, sert à polariser la triode électromètre V_1, cette polarisation étant ajustable pour permettre le tarage du zéro de l'appareil de mesure.

La polarisation du tube V_2 est fournie par la chute de tension dans la résistance R_2, parcourue par le courant anodique du tube électromètre V_1.

La résistance R_3 sert à régler le courant de chauffage de la triode électromètre à la valeur convenable, en supposant que ce courant de chauffage doive être inférieur à celui de V_2 (dans le cas contraire, c'est le filament de V_2 qui serait shunté par une résistance).

Les piles B_2 et B_3, en série, servent à alimenter l'anode du tube V_2 et celle de la chambre d'ionisation C, le point commun de B_2 et B_3 alimentant l'écran de V_2 et fournissant la contre-tension nécessaire à l'appareil de mesure M.

Les résistances R_4 et R_5 sont les résistances de charge de la chambre d'ionisation, de très forte valeur, et Pl est une pile étalon.

Lors de la mise en route, qui a lieu en fermant le contact en série avec la pile de chauffage B_1, on commence par vérifier la tension de chauffage des tubes, ce qui peut se faire par un jeu de commutations amenant l'appareil M, monté en voltmètre, entre la masse et l'extrémité du filament de V_2 à P_3.

Il serait souhaitable que le commutateur K opère automatiquement cette commutation, dans sa première position, qui serait alors le contrôle filaments.

La position suivante de ce commutateur est représentée sur le schéma : on voit que K connecte directement la grille de V_1 au curseur de P_1, autrement dit, à ce moment, tout se passant comme si le courant de la chambre d'ionisation était nul, l'appareil doit donc marquer zéro. Si ce n'est pas le cas, on rectifie la position du curseur de P_1 jusqu'à ce qu'il en soit ainsi.

Dans la position suivante, le commutateur K relie la grille de V_1 au pôle positif de la pile étalon, de tension invariable.

L'appareil de mesure doit dévier jusqu'à une division déterminée, indiquée sur le cadran par un trait rouge. S'il n'en est pas ainsi, on retouche le gain de l'amplificateur, ou plus exactement la sensibilité du voltmètre constitué par V_1, V_2 et le milliampèremètre M en ajustant la résistance P_2 en série avec M.

On a donc ajusté le zéro de l'ensemble voltmétrique et vérifié sa sensibilité.

En passant sur la position suivante du commutateur K, on place entre le curseur de P_1 et la grille de V_1 la résistance R_4 parcourue par le courant de la chambre d'ionisation C. L'ensemble voltmétrique constitué par V_1, V_2 et M permet alors de lire la chute de tension aux bornes de cette résistance et d'en déduire le courant dans C, donc le rayonnement reçu par C en r/s.

Plusieurs échelles de sensibilités sont prévues (nous n'en avons représenté que deux dans le schéma de la figure 23 pour ne pas surcharger le

dessin) utilisant des résistances croissantes pour que la sensibilité de l'appareil aille en croissant, par exemple de 10 en 10; si l'appareil dévie de moins du dixième de l'échelle sur une sensibilité, on passe à la suivante.

Il est bon, dans la réalisation d'un ionomètre à piles (un ensemble muni d'une chambre d'ionisation et d'un électromètre s'appelle un ionomètre), de prévoir un commutateur unique assurant la mise en route et le contrôle automatique des tensions des différentes piles sur les positions qui précèdent celles que nous avons représentées. Mettre l'appareil en route sans contrôler préalablement la valeur correcte des tensions est, dans certains cas, formellement déconseillé; car un ionomètre indiquant un chiffre trop faible du fait de l'usure intempestive des piles *sans que l'on sache que ce chiffre est trop faible,* peut coûter la vie à son utilisateur. Les rayonnements radioactifs sont très dangereux à haute dose, et si l'appareil indique 10^{-5} r/s alors que la valeur réelle du rayonnement est de *plusieurs rœntgens par seconde* (dans un endroit contaminé par des détritus radioactifs, ou sur un point voisin du lieu d'explosion d'une bombe atomique), le porteur de l'appareil, se fiant à son indication, peut être soumis en quelques minutes à un rayonnement dont l'intensité le rend mortel.

Si l'on ne veut pas utiliser une lampe électromètre pour mesurer la chute de tension dans la résistance de charge d'une chambre d'ionisation, on peut tourner la difficulté en employant un tube utilisé d'une manière non-classique, comme une triode inversée (triode dont la grille est portée à un potentiel positif de un ou deux volts, et dont le potentiel négatif d'anode contrôle le courant grille) ou une penthode commandée par le suppresseur. Nous reviendrons sur ces montages au chapitre 9 (page 134). En général, ils permettent d'atteindre des isolements de l'électrode d'entrée comparables à ceux d'une bonne lampe électromètre.

On emploie aussi la chambre d'ionisation en intégrateur, pour connaître en général la dose totale de rayonnement reçue (chiffrée cette fois en r et non en r/s). Cela se pratique surtout, dans les usines fabriquant ou utilisant des isotopes radioactifs, pour la protection du personnel : chaque technicien porte sur lui une de ces chambres totalisatrices, et on mesure en fin de journée le nombre de rœntgens qu'il a reçu.

Le principe de ces chambres intégratrices est très simple : il consiste à utiliser comme source de tension d'alimentation un condensateur chargé, et à mesurer la dose de rayonnement en mesurant la tension de charge du condensateur après que la chambre a été soumise au rayonnement). On fait des chambres ainsi équipées dont la dimension est celle d'un simple stylographe.

Pour mesurer la tension résiduelle de charge du condensateur alimentant la chambre, on peut utiliser un voltmètre du type électromètre, ou un électromètre incorporé dans la chambre, par exemple un fil de quartz plus ou moins courbé par la force d'attraction due au champ électrostatique existant entre les armatures du condensateur. Cela semble très simple à réaliser, mais les problèmes d'isolement sont alors tellement ardus que l'on a de la peine à s'en faire une idée.

Dans l'emploi des chambres d'ionisation avec un électromètre, on rencontre une difficulté qu'il faut connaître : les grandes constantes de

temps. En effet, supposons que, dans le montage de la figure 23, nous ayons utilisé une résistance R_1 de 10^6 MΩ, ce qui n'a rien de démesuré. Il existe une capacité parasite entre la grille de V_1 et la masse, due en partie au tube lui-même, au câblage, et surtout à la chambre d'ionisation, forcément volumineuse. Nous pouvons, sans exagération, évaluer cette capacité parasite à 30 pF. La constante de temps correspondant à 30 pF(soit 3.10^{-11} F) et 10^{12} Ω est de 30 secondes. Autrement dit, quand on plaee l'ionomètre dans une région où il est soumis à un rayonnement, l'indication de son aiguille n'est exacte à 37 % près qu'au bout de 30 secondes, à 13,5 % près qu'après une minute, et à 5 % près au bout d'une minute et demie seulement. Autrement dit, l'appareil est presque inutilisable avec une résistance de 10^6 MΩ, et il faut se limiter au plus à une valeur de 10^5 MΩ (ce qui donne une tension aux bornes de 1,5 V pour un rayonnement de 10^{-4} r/s si on utilise une chambre de 1/2 litre).

Heureusement, l'arsenal de l'électronique va nous permettre de tourner la difficulté, en utilisant par exemple le montage dont la figure 24 indique le schéma-bloc. Sur cette figure, A désigne un amplificateur à couplage direct, à grand gain, ayant un tube électromètre à l'entrée et dont le gain est négatif.

Si un courant passe dans la chambre d'ionisation C et dans la résistance R, la chute de tension dans R tend à appliquer une tension positive

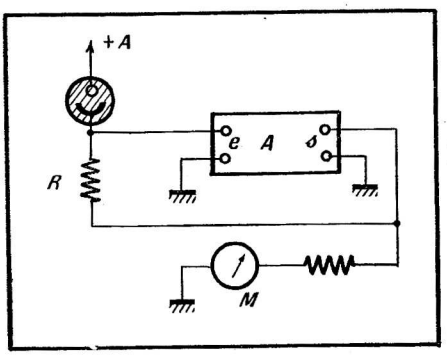


Fig. 24. — L'utilisation d'une contre-réaction entre la sortie **s** et l'entrée **e** de l'amplificateur **A** permet de mesurer la chute de tension due au courant d'ionisation dans **R** sans que l'on soit gêné par la grande constante de temps des ionomètres habituels.

à l'entrée *e* de l'amplificateur A; il en résulte l'apparition d'une tension négative sur sa sortie *s*, tension qui se retranche de la chute de tension dans R.

Si le gain de A est suffisamment élevé, la tension de sortie de A est pratiquement égale à la chute de tension dans R, de telle sorte que le point commun de C et de R reste pratiquement au potentiel zéro, mais qu'à l'autre extrémité de R, le potentiel varie proportionnellement au courant qui traverse cette résistance. Il suffit donc de mesurer le potentiel négatif de cette extrémité, au moyen du voltmètre classique constitué du milliampèremètre M et d'une résistance en série, pour connaître cette chute de tension, donc le courant dans R. L'impédance de sortie de A pouvant être faible, on n'éprouvera aucune difficulté pour mesurer la tension de sortie de cet amplificateur [53].

Nos lecteurs ont reconnu un amplificateur à contre-réaction totale, présentant par ailleurs de grands avantages par son exceptionnelle stabilité. Mais, ce qui nous intéresse le plus, c'est qu'un tel montage réduit dans une importante proportion la constante de temps d'entrée de l'amplificateur.

S'il s'agit d'utiliser un compteur de Geiger, le principe du montage est tout à fait différent de celui que l'on utilise avec les chambres d'ionisation. Il faut alimenter le compteur, soit en appliquant une tension positive au fil, soit en appliquant une tension négative au cylindre. Cette seconde

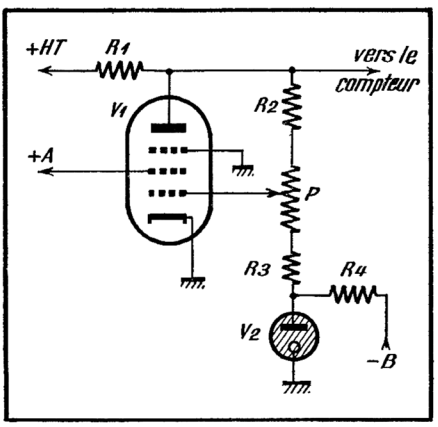


Fig. 25. — Système de régulation par tube parallèle, souvent employé pour les compteurs à tube de Geiger.

solution est à proscrire pour les compteurs dont le cylindre métallique constitue en même temps l'enveloppe; en effet, dans de tels compteurs, le cylindre doit être porté au potentiel de la masse, sinon on risque des chocs électriques très désagréables, voire dangereux pour l'opérateur, ainsi que des court-circuits.

La tension à utiliser avec les compteurs de Geiger varie entre 200 et 400 V pour les types à halogène et 1000 à 1800 V pour les autres modèles. En général, il faut que la tension d'alimentation soit stabilisée, au moins à 5 % près, et le mieux est d'utiliser pour cela une régulation par tube électronique. Comme il s'agit de tensions élevées et de débits pratiquement insignifiants, on pourra utiliser la méthode du tube parallèle, schématisée sur la figure 25.

La tension de référence est fournie par un tube au néon V_2 alimenté, à travers la résistance R_4, par une source de tension négative extérieure — B; une autre source de tension positive + A alimente l'écran du tube régulateur parallèle V_1. Le diviseur de tension constitué par R_2, P et R_3 attaque la grille du tube V_1 et la maintient toujours à un potentiel sensiblement nul (légèrement négatif).

Supposons que, pour une raison quelconque, la tension aux bornes du tube V_1 croisse : la grille de ce tube sera moins polarisée, le courant dans le tube augmentera, accroissant de ce fait la chute de tension dans la résistance R_1 et compensant l'effet de l'augmentation. Autrement dit, le tube V_1 maintient automatiquement une tension constante à ses bornes, exactement comme un tube à gaz, avec cet avantage qu'on peut ajuster

cette tension (par le potentiomètre P) et qu'elle peut prendre des valeurs très élevées; il suffit que V_1 soit capable de supporter la tension anodique élevée que l'on veut lui appliquer.

Ce système de stabilisation est parfait pour les compteurs de Geiger. Il est prévu pour donner une tension positive par rapport à la masse, donc pour alimenter le fil, ce qui est préférable, surtout dans le cas des compteurs à enveloppe métallique. Si l'on veut alimenter le compteur en négatif (par le cylindre) il suffit d'employer le montage de la figure 6, conçu pour les photo-multiplicateurs.

Quel que soit le système utilisé pour l'alimentation du compteur, on rencontre dans le circuit de celui-ci une résistance de charge pour transformer les impulsions de courant en impulsions de tension, que l'on applique à l'entrée d'un amplificateur. Cela est vrai que le compteur soit auto-coupeur ou non; nous verrons plus loin les circuits d'extinction à utiliser avec les compteurs non auto-coupeurs.

La résistance de charge doit être choisie de valeur suffisante pour que les impulsions soient d'amplitude acceptable, mais il ne faut pas qu'elle soit trop élevée pour ne pas réduire la bande passante de l'amplificateur, qui ne serait plus capable de discriminer deux impulsions très rapprochées; en général, cette résistance est compromise entre 50 kΩ et 1 MΩ.

Par suite du principe même du compteur de Geiger, les impulsions doivent être toutes de même amplitude, mais elles peuvent se succéder à une cadence quelconque, et il peut se faire qu'une impulsion se produise pendant que le compteur n'est pas tout à fait désionisé (fig. 26). Pour discriminer les trois impulsions presque confondues en une seule que l'on voit sur la droite de l'oscillogramme de la figure 26, il faut d'abord que

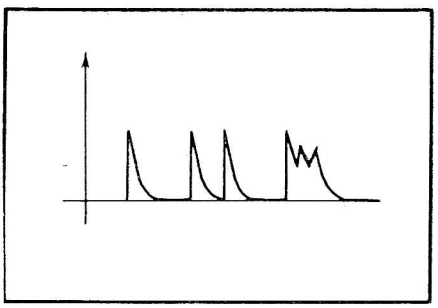


Fig. 26. — Les impulsions de courant d'un compteur de Geiger se suivent à une cadence quelconque : si elles sont proches, l'amplitude de leur flanc avant diminue.

la bande passante de l'amplificateur soit suffisante, et ensuite que ces impulsions aient été appliquées à un circuit passe-haut (dit aussi circuit différentiateur) qui n'en garde que les fronts raides.

Après passage dans un tel circuit, constitué le plus souvent par une liaison à condensateur-résistance de faible constante de temps, les impulsions ne sont plus égales. Le premier étage amplificateur, ou le second, doit donc être un écrêteur, qui rende toutes les impulsions d'amplitude uniforme, ce que l'on peut réaliser en constituant le second étage par une penthode dont la tension d'écran soit très en-dessous de sa tension normale d'utilisation.

La figure 27 reproduit les premiers étages d'un montage utilisant un compteur de Geiger auto-coupeur. La résistance de charge du compteur est R_1 et le condensateur C_1 transmet les variations de la tension du fil du tube compteur V_1 à l'entrée du premier tube amplificateur V_2. Ce

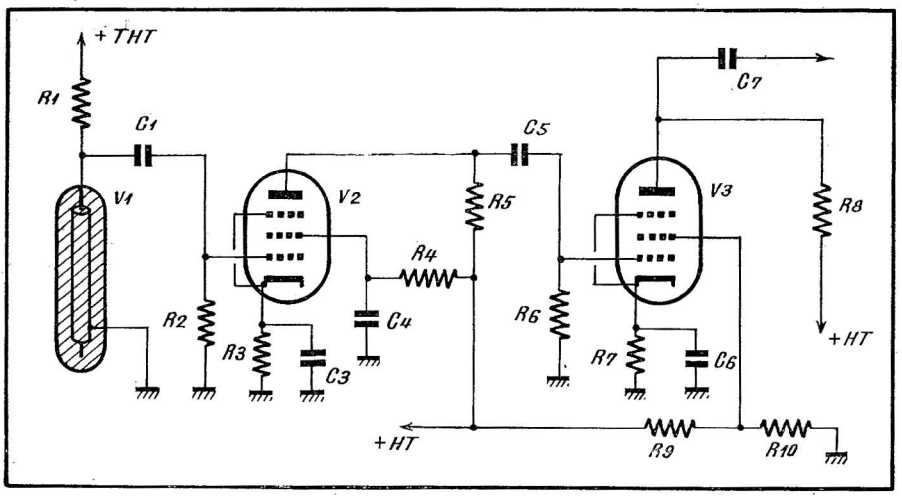


Fig. 27. — Exemple type de préamplificateur à deux étages pour un compteur de Geiger. Le préamplificateur doit passer les fronts raides, mais il n'a pas besoin de passer les fréquences basses.

condensateur doit donc pouvoir supporter toute la tension d'alimentation du compteur, mais heureusement il doit être de petite capacité pour remplir le rôle de filtre passe-haut, comme nous l'avons indiqué.

Le premier étage amplificateur V_2 est équipé d'une penthode à forte pente, montée d'une façon assez classique, si ce n'est que les constantes de temps des découplages (R_3 - C_3 pour le découplage de cathode et R_4 - C_4 pour le découplage d'écran) peuvent être très petites, puisqu'il ne s'agit que d'amplifier des impulsions.

Le second étage est monté en écrêteur, son écran étant alimenté à tension très basse par le diviseur R_9 - R_{10}; à sa sortie, les impulsions sont toutes de même amplitude. La polarisation de ce second étage est assez forte car les impulsions lui sont appliquées en positif sur sa grille, C_4 appliquant à la grille de V_2 des impulsions négatives.

Les impulsions du compteur ayant été amplifiées et amenées à la même amplitude, il faut maintenant les compter. Pour cela, il est en général nécessaire de les uniformiser, c'est-à-dire de les amener à avoir toutes la même forme et la même durée. Elles ont déjà la même amplitude, mais cela ne suffit pas. Nous allons les appliquer à un univibrateur qui les transformera en impulsions rectangulaires toutes identiques.

La période de l'univibrateur doit être choisie de telle sorte qu'elle soit inférieure à la grande majorité des intervalles de temps séparant deux impulsions consécutives. En effet, il ne faut pas oublier que les

impulsions se succèdent à un rythme entièrement erratique; il peut en avoir trois en un dixième de seconde, et pas une seule dans la seconde qui suit. On ne peut définir qu'une cadence moyenne, dont la signification est d'autant plus valable que l'on a compté un plus grand nombre d'impulsions pour la déterminer.

Si on a compté trois impulsions en une seconde, il est très imprécis de dire que la cadence moyenne est de 3 par seconde, car il peut très bien en arriver 1 ou 10 pendant la seconde suivante. Par contre, si l'on en a compté 100 en 30 secondes, il est plus précis de dire que la cadence moyenne est de 3,33 par seconde, car, pendant les 30 secondes qui suivront, on pourra compter 97 impulsions ou 103, mais le calcul des probabilités nous indique qu'il est presque impossible qu'on en compte plus de 110 au moins de 90.

En poussant les choses plus loin, si l'on a compté 1000 impulsions en 5 minutes 7 secondes, la mesure est cette fois beaucoup plus précise, et l'on peut dire que la cadence moyenne est de

$$\frac{1000}{307} = 3{,}25 \text{ impulsions/seconde avec une bonne précision.}$$

L'expérience montre qu'il suffit, le plus souvent, de faire en sorte que le système de comptage soit capable d'enregistrer successivement deux impulsions séparées par une durée égale au dixième de l'écart moyen. Par exemple, dans le cas d'une cadence moyenne de 3,25 impulsions par seconde, l'écart moyen est de 0,307 seconde et il suffira, pour que l'on compte le nombre d'impulsions avec une bonne approximation, que le système considère deux impulsions comme distinctes si elles sont séparées par plus de 0,03 seconde.

Certaines impulsions seront séparées de moins de 0,03 seconde, et le compteur n'en comptera qu'une là où il y en a deux, mais on peut calculer que, statistiquement, ce fait sera très rare et que l'erreur résultante sera faible.

Nous choisirons donc un univibrateur tel que la somme de sa période et de son temps de récupération soit inférieure au dixième de l'écartement moyen des impulsions à compter. Rappelons que le temps de récupération ou *recovery time* est la durée qui doit s'écouler entre la fin d'un signal carré et le commencement du suivant pour que l'univibrateur fonctionne correctement.

Les impulsions étant uniformisées, nous allons pouvoir les compter. Le comptage mécanique, avec un totalisateur analogue à celui qui compte les communications téléphoniques, est très limité. En effet, un tel appareil a un temps de résolution de l'ordre de 0,2 seconde (le temps de résolution est celui qui doit séparer deux impulsions pour qu'elles soient comptées séparément).

Si nous respections la condition indiquée ci-dessus (temps de résolution égal ou inférieur au dixième de l'écart moyen) nous sommes limités pour compter des impulsions dont l'écart moyen est supérieur à 2 secondes, soit une cadence moyenne de 0,5 impulsions par seconde. C'est aussi

la limitation que l'on doit s'imposer si l'on veut compter des impulsions en les écoutant (dans un casque ou un haut-parleur actionné par l'amplificateur qui suit le compteur de Geiger).

Certains compteurs mécaniques ont un temps de résolution de 0,01 seconde; ils permettent donc d'atteindre une cadence moyenne de 10 impulsions par secondes, ce qui n'est pas excessif.

Si l'on veut mesurer une cadence rapide avec une bonne précision, le mieux est de faire appel au montage de la figure 28. Les impulsions rectangulaires sont transmises par le condensateur C_1 à la grille d'une penthode, normalement bloquée par une polarisation — p de l'ordre de grandeur de l'amplitude des impulsions. La constante de temps C_1-R_1 est prise assez grande pour ne pas déformer les impulsions; elle doit être au moins supérieure à cinq fois la durée de ces dernières.

La résistance anodique R_2 (R_3 et la résistance interne de M sont négligeables par rapport à R_2) est choisie suffisamment élevée pour que la tension anodique du tube s'effondre presque à zéro quand la grille est portée au potentiel zéro. Ceci se fait en choisissant une droite de charge sur le réseau des caractéristiques I_p V_p du tube telle que cette droite passe nettement en-dessous du coude de la caractéristique correspondant à $V_g = 0$ (fig. 29). Dans ces conditions, on sait que le courant qui passera dans le tube quand celui-ci sera débloqué sera toujours le même, très voisin de A/R_2.

Le courant du tube étant ainsi rigoureusement déterminé, ainsi que la durée du passage de ce courant à chaque impulsion, la quantité d'élec-

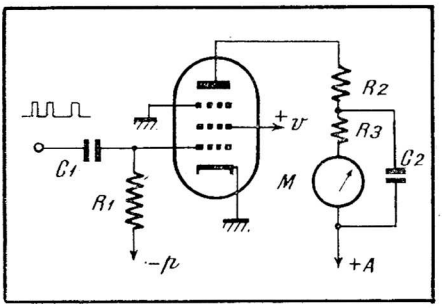


Fig. 28. — Montage d'une penthode en écrêteuse par coude de la caractéristique anodique, permettant la mesure de la cadence moyenne des impulsions appliquées à sa grille.

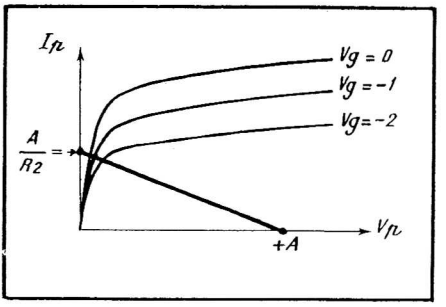


Fig. 29. — Caractéristiques i_p/V_p de la penthode de la figure 28 et droite de charge correspondant aux conditions de fonctionnement en écrêteuse.

tricité qui traverse M à chaque impulsion est toujours la même, et la quantité moyenne d'électricité traversant M par seconde (c'est-à-dire l'intensité moyenne dans M) est proportionnelle au nombre d'impulsions par seconde.

Nous avons parlé d'intensité *moyenne*, mais le courant qui traverse M est essentiellement discontinu. Si la cadence moyenne des impulsions est assez élevée (50 impulsions par seconde ou davantage), l'inertie mécanique du milliampèremètre M suffira à éliminer les irrégularités du cou-

rant et son aiguille restera pratiquement immobile sur le cadran, ses oscillations étant d'autant plus faibles que la cadence moyenne est plus élevée.

Mais, s'il s'agit d'une cadence inférieure à 10 impulsions par minute, l'aiguille sera agitée irrégulièrement et la lecture deviendra presque impossible. Il devient alors nécessaire d'augmenter l'inertie de l'appareil, et c'est ici qu'intervient le condensateur C_2. La capacité de C_2 est aussi élevée que possible, plusieurs centaines de microfarads si l'on peut trouver un condensateur électrochimique dont la fuite soit négligeable par rapport au courant moyen qui doit traverser M. Ce condensateur se charge au moment où le tube est débloqué, se décharge entre deux impulsions dans M et régularise ainsi le courant dans le millliampèremètre.

Comme la résistance de M est en général très faible, la constante de temps que l'on obtiendrait en plaçant C_2 directement aux bornes de l'appareil de mesure serait faible; aussi place-t-on la résistance R_3 en série avec M, pour shunter l'ensemble M - R_3 par le condensateur.

En changeant la valeur de R_3 on modifie l'amortissement de l'appareil, ce qui est utile, car il serait contre-indiqué de garder un fort amortissement lors de la mesure des cadences élevées, tandis qu'une grande constante de temps est indispensable pour la mesure des rayonnements faibles correspondants à une cadence très lente. On peut d'ailleurs amortir l'appareil M autrement que par un condensateur. Il existe des milliampèremètres conçus spécialement dans ce but auxquels on a donné par un shunt adéquat un amortissement purement électromécanique considérable.

Ces montages permettant de mesurer la cadence moyenne des impulsions avec une certaine précision ne sont nécessaires que si l'on veut utiliser ou mesurer une variation progressive de la radioactivité. Comme pour l'utilisation de la lumière, on peut avoir à déceler une grande variation du niveau de rayonnement (nous ne parlerons pas de *tout ou rien* car il y a toujours un peu de radioactivité décelée, ne serait-ce que le rayonnement cosmique ou la radioactivité induite).

L'appréciation à l'oreille peut suffire dans certains cas. Si l'on ne peut compter les impulsions quand leur cadence moyenne dépasse 3 ou 4 par seconde, on peut cependant apprécier leur cadence par la nature du bruit qu'elles produisent dans un casque ou un haut-parleur.

Pour une cadence lente, on entend une série de craquements, totalement irréguliers, analogues au bruit que fait la pluie sur une petite vitre. Si la cadence augmente, on remarque l'augmentation du rythme, même s'il s'agit d'une succession trop rapide pour que l'on puisse compter. Au-delà d'une certaine cadence, on ne distingue plus les impulsions individuelles; le bruit devient une sorte de souffle, mais on peut facilement déceler une variation de la hauteur de ce souffle.

C'est ainsi que l'on peut se contenter d'un appareillage très simple pour la détection de la radioactivité telle qu'on la pratique dans la recherche d'un produit radioactif égaré. On utilise comme alimentation du compteur un simple condensateur que l'on recharge périodiquement avec une magnéto, et l'on place un casque en série avec le compteur, en utilisant au besoin un amplificateur à tubes ou à transistors alimenté sur piles pour augmenter l'intensité sonore.

Si le compteur de Geiger n'est pas auto-coupeur, il faut lui adjoindre un montage d'extinction. On peut obtenir cette extinction en augmentant notablement la résistance de charge du compteur, mais ce procédé n'est pas recommandable : il est peu sûr et diminue la bande passante de l'amplificateur d'impulsions.

Il est préférable d'utiliser le montage de NEHER-HARPER schématisé sur la figure 30, et dont le fonctionnement est facile à comprendre : la haute tension alimente le fil du compteur à travers une résistance R_1 et le tube d'extinction V_2, normalement polarisé au *cut-off* par la tension $+ p$, est placé en parallèle avec le compteur.

Quand une radiation vient ioniser le compteur, le courant de ce dernier crée une chute de tension dans la résistance de charge R_2, le tube V_2 est débloqué, et le courant qui le traverse, produisant une forte chute de tension dans la résistance R_1, abaisse la tension aux bornes du compteur suffisamment pour le désioniser.

Cela exige que le cylindre du compteur ne soit pas relié directement à la masse; mais il existe d'autres montages, dérivés directement de celui de la figure 30, qui fonctionnent avec un tube dont le cylindre est relié à la masse.

Il semblerait que la nécessité d'utiliser un montage d'extinction soit une sujétion qui doive entraîner une généralisation des compteurs auto-coupeurs, mais ces derniers présentent quelques défauts qui font préférer les compteurs non auto-coupeurs pour certaines applications, car ils ont

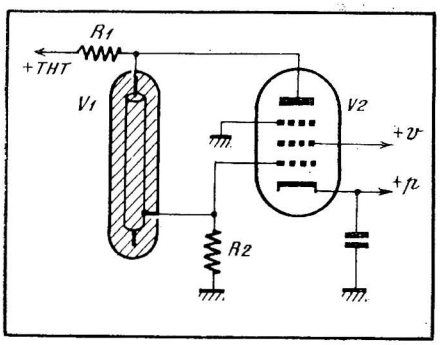


Fig. 30. — Montage d'extinction de **Neher Harper** pour compteur de Geiger non auto-coupeur quand le tube de Geiger s'ionise, le tube V_2, débloqué, abaisse la tension aux bornes du tube de Geiger qui se désionise.

un plateau beaucoup plus long et surtout une durée de vie bien plus élevée que ceux des modèles auto-coupeurs, lesquels sont pratiquement hors d'usage après 10^9 ou au maximum 10^{10} impulsions.

Enfin les compteurs non auto-coupeurs montés avec un tube d'extinction ont un temps de résolution beaucoup plus petit que celui des autres et sont capables, de ce fait, de mesurer des rayonnements beaucoup plus intenses, atteignant 50 000 impulsions par seconde.

Notons que l'application du montage de NEHER-HARPER à un compteur auto-coupeur lui confère un temps de résolution plus petit et une durée de vie un peu supérieure.

Si, au lieu d'un compteur, on utilise un scintillateur, il suffit d'adjoindre aux montages précédents une alimentation pour la cellule à multiplication, par exemple celle que nous avons indiquée sur le schéma de la figure 6,

et d'utiliser les impulsions de courant de l'anode de la cellule comme s'il s'agissait de celles d'un tube de Geiger classique. Il est préférable, dans ce cas, d'utiliser une alimentation en tension négative comme celle de la figure 6, contrairement au cas du compteur de Geiger.

E. — Possibilités d'emploi des appareils sensibles aux rayonnements nucléaires

Nous commencerons d'abord par citer les mesures de radioactivité effectuées dans le seul but de l'étude scientifique d'un élément, de la purification d'un minerai.

Plus importants sont les contrôles de sécurité. En effet la plupart des rayonnements nucléaires sont extrêmement nocifs pour l'homme, et l'utilisation croissante de produits radioactifs présente un danger certain si l'on ne prend pas toutes les précautions de détection et de contrôle nécessaires. Ces rayonnements étant invisibles, un être humain peut recevoir une dose de rayons plus que suffisante pour le tuer sans qu'il s'en aperçoive aucunement sur le moment; il ne ressent aucun symptôme alarmant, et pourtant il est irrémédiablement condamné.

Les deux méthodes de mesure : la chambre d'ionisation et le compteur de Geiger se complètent à merveille. Le compteur est excellent pour donner l'alerte en raison de son extrême sensibilité, et il commence à se saturer quand le rayonnement atteint une valeur dangereuse (pour un séjour prolongé). La chambre d'ionisation commence à fonctionner à partir des niveaux qui ne sont dangereux que pour une irradiation de plusieurs heures par jour, tous les jours, et elle permet de connaître le temps pendant lequel on peut séjourner dans une zone beaucoup plus exposée.

Signalons à ce propos que compteur de Geiger et chambre d'ionisation peuvent également être utilisés pour la détection et la mesure des rayons X, très nocifs également à partir d'une certaine intensité.

Nous passerons rapidement sur l'utilisation des appareils sensibles aux rayonnements nucléaires pour la recherche des minerais radioactifs car ces applications sont bien connues. La variété des instruments destinés à la prospection est extrême; certains sont aéroportés, d'autres sont conçus pour pouvoir être descendus dans un forage; de toutes façons, ils doivent être légers, robustes, et avoir une autonomie de marche aussi élevée que possible. Pour ce type d'application, on n'utilise presque exclusivement que les compteurs de Geiger et les compteurs à scintillation car il faut une sensibilité aussi élevée que possible.

Une application importante des rayonnements nucléaires dans l'industrie est l'utilisation des *traceurs*. On appelle traceur un élément radioactif que l'on mélange, en proportions connues, à un élément identique du point de vue chimique, mais non radioactif, pour pouvoir, à chaque instant, suivre facilement les déplacements de celui-ci [49 - 50 - 51 - 52].

Pour contrôler, par exemple, l'élimination du soufre dans une purification chimique, on mélange à l'impureté une certaine proportion de *radio-*

soufre (isotope radioactif du soufre) et on mesure le taux de radioactivité du produit après épuration. Comme le *radio-soufre* est rigoureusement identique au soufre inactif du point de vue chimique, il suivra ce dernier, et, dans toutes les réactions, la proportion de *radio-soufre* dans le soufre inactif restera constante. Toute teneur en soufre sera donc accompagnée d'une radioactivité que l'on pourra facilement mesurer.

On utilise de même un mélange d'iode ordinaire et de *radio-iode* pour déceler les cancers de la thyroïde, ceux-ci absorbant l'iode ainsi que le *radio-iode*. On promène alors un compteur de Geiger sur le patient, et on décèle de l'extérieur la zone où l'iode s'est fixé.

Avec les traceurs, on dispose d'un moyen de faire une marque distinctive sur le corps dont on veut suivre l'évolution et cela permet d'innombrables applications. Il est ainsi possible de mélanger un radio-isotope au métal anti-friction des bielles d'un moteur d'automobile, et de mesurer la teneur en débris d'usure de l'huile de graissage, ce qui aurait été pratiquement impossible par voie chimique.

Il existe une autre catégorie de mesure de rayonnements qui offre un grand intérêt : les mesures d'absorption. En effet, les rayonnements nucléaires peuvent, suivant leur nature, être absorbés à plus de 50 % par une feuille de papier ou réduits seulement de 10 % par plusieurs millimètres d'acier. On dispose donc, si l'on connaît la loi d'absorption, d'un moyen de mesurer la densité superficielle, en grammes par centimètre carré, d'une substance interposée entre une source radioactive et un système mesurant le rayonnement.

S'il s'agit d'une substance dont la densité en volume, en grammes par centimètre cube, est constante, on peut en déduire l'épaisseur moyenne de la substance. C'est ainsi que sont constitués les calibreurs sans contact, qui permettent de contrôler avec une extrême précision l'épaisseur de n'importe quelle feuille sans la toucher, qu'il s'agisse de papier mince ou d'aluminium épais [61 - 62].

Nous rejoignons ici les mesures photométriques, avec cet avantage des rayonnements nucléaires sur la lumière que les premiers peuvent traverser des milieux parfaitement opaques à la seconde.

Ainsi se trouve réalisé, grâce aux rayonnements nucléaires, l'équivalent exact du système à contrôler les niveaux utilisant une cellule photo-électrique. Quand on veut vérifier le niveau d'un liquide dans un tube ou un récipient transparent, on peut facilement placer une lampe d'un côté, une cellule de l'autre et faire en sorte que le liquide intercepte les rayons lumineux frappant la cellule quand il dépasse un certain niveau. Mais, si le réservoir est en acier et qu'il soit impossible d'y pratiquer des ouvertures garnies de hublots en verre, on ne peut utiliser la lumière. Nous remplacerons donc la lampe par une source radioactive, et la cellule par un compteur de Geiger ou analogue.

Dans cette application, il faut tenir compte du rayonnement secondaire et de la diffraction. De nombreuses substances, frappées par les rayons nucléaires, en émettent à leur tour et agissent à la manière d'une source diffuse, qui gêne énormément le fonctionnement de l'appareil. Tout se passe comme si l'on avait placé une plaque de verre dépoli entre la lampe du montage décrit plus haut et le tube transparent dans lequel monte le liquide à contrôler.

Il est donc important de placer la source et le compteur aussi près que possible du réservoir. Heureusement, la source est en général très petite, insensible à la chaleur et à l'humidité; car il ne faut pas oublier que la radioactivité ne peut être influencée par nulle action physique sur la source qui la produit. Trempez une capsule contenant un sel de radium dans l'air liquide, puis chauffez-là au rouge clair : sa radioactivité restera rigoureusement constante.

Cette diffraction peut d'ailleurs être utilisée, en particulier pour la mesure des épaisseurs dans le cas de parois accessibles d'un seul côté. On utilise l'appareil représenté par la figure 31 sur laquelle S désigne une source radioactive, C un compteur, et B un blindage anti-rayons, en plomb de préférence.

Peu de rayons issus de S arrivent sur C : quelques-uns l'atteignent à travers le blindage, d'autres par diffraction dans l'air. Mais, si nous

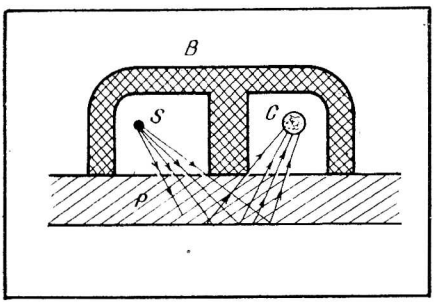


Fig. 31 — Suivant l'épaisseur de la paroi **P,** une quantité plus ou moins grande de rayonnement diffracté par cette paroi atteint le compteur **C,** permettant ainsi une mesure de l'épaisseur de **P.**

posons l'appareil sur une paroi P, ils vont être diffractés par P, d'autant plus que cette paroi est plus épaisse, et le compteur sera atteint par les rayons diffractés.

On pourra, pour une paroi de matière connue, graduer le compteur en épaisseurs. Cet instrument est très utile pour la détermination de l'épaisseur des tuyaux, pipe-lines, etc.

D'une façon générale, chaque fois que l'on pense à une application analogue à celle utilisant les cellules photoélectriques, mais dans laquelle la lumière ordinaire ne peut agir, il faut examiner la possibilité d'utiliser les rayonnements nucléaires.

Bien entendu, il faudra chaque fois prendre les plus grandes précautions lors de la manipulation et de l'utilisation des sources radioactives. Et il sera nécessaire, l'installation étant réalisée, de vérifier avec un compteur de Geiger ou analogue les zones qui risqueraient d'être dangereuses en raison de leur distance trop faible à la source. Il ne faut pas oublier que le rayonnement décroît en raison inverse du carré de sa distance à la source.

CHAPITRE IV

Capteurs sensibles aux forces

Tout ensemble mécanique ne tient que grâce aux actions réciproques de ses différentes parties. Il en résulte des forces, des contraintes des éléments constitutifs, et il est de la plus haute importance de les connaître. Le calcul permet de les déterminer en partie, mais, le plus souvent, les liaisons multiples entre les différents éléments d'une construction le rendent impraticable.

Sait-on qu'il est à peu près impossible de déterminer la pression exercée sur le sol par les quatre pieds d'une table ? Si la table n'a que trois pieds, c'est très facile, mais la géométrie nous enseigne que deux solides ne peuvent se toucher que par trois points, donc notre table quadripode a un pied de trop pour le calcul.

Il existe d'innombrables moyens de se faire une idée des forces de liaison dans un solide. On peut, par exemple, réaliser une maquette en plexiglas que l'on examine entre deux polariseurs croisés; on peut utiliser des vernis qui ont tendance à se craqueler perpendiculairement aux allongements du métal, lesquels accompagnent inévitablement les contraintes. Mais c'est par voie électrique que l'on procède le plus souvent lorsqu'on veut connaître les forces agissant à l'intérieur d'un système.

Il existe des pièces dont les caractéristiques électriques sont modifiées par les actions mécaniques qui s'exercent sur elles. En particulier, il y a des cristaux dits *piézo-électriques* entre certains points desquels apparaissent des charges électriques quand ils sont soumis à des forces [63 - 64].

Il existe aussi des fils métalliques dont la résistance est modifiée par la tension de ce fil, ce sont les *jauges de contrainte* connues sous le nom de *strain gauges* [65 - 66 - 67 - 68].

On peut également employer des propriétés physiques qui varient avec les efforts auxquels un corps est soumis : par exemple, la fréquence d'oscillation élastique d'un fil tendu est proportionnelle à la racine carrée de la tension du fil. On pourra donc mesurer cette tension en mesurant la fréquence de résonance du fil [69].

Il est encore possible d'utiliser les déformations qui se produisent dans un corps sous l'influence des forces qui lui sont appliquées, et les phénomènes liés à ces déformations. On mesure souvent la pression qui s'exerce

sur une membrane en mesurant la variation de la capacité d'un condensateur constitué par cette membrane, légèrement déformable, et une électrode fixe [70].

La liste des différentes propriétés d'un corps susceptibles d'être altérées sous l'effet d'une force serait très longue. Citons au hasard : sa conductibilité, sa perméabilité magnétique, son pouvoir inducteur spécifique, sa biréfringence (s'il est transparent), ses propriétés magnétostrictives, etc... [71 - 72].

Nous passerons d'abord en revue les différents capteurs sensibles aux forces utilisés dans l'industrie, puis les montages utilisant ces capteurs, enfin nous dirons quelques mots des possibilités d'utilisation de ces ensembles.

A. — Capteurs sensibles aux forces

Certains cristaux, en particulier le quartz, le sel de Seignette (tartrate double de sodium et de potassium) ainsi que des titanates, ont la propriété d'engendrer entre certains points de leur masse des tensions électriques quand on les soumet à des actions mécaniques.

Les directions dans lesquelles se manifestent les champs électriques sont liées aux directions des forces par des lois fort complexes faisant intervenir l'optique cristalline et le calcul tensoriel. Il suffit de savoir qu'il est possible, en taillant convenablement un cristal par rapport à ses axes électriques et optiques, d'obtenir une sensibilité à toute contrainte mécanique désirée [73].

On peut ainsi obtenir des cristaux sensibles aux efforts de pression ou traction, de flexion, de torsion, ou de cisaillement.

L'utilisation des cristaux piézo-électriques est délicate en raison de la faible valeur des charges développées. Si ces cristaux sont parfaits pour étudier les variations rapides de pression (c'est le cas des microphones), ils sont moins bien adaptés à la mesure des efforts fixes car ils nécessitent l'emploi de tubes électromètres associés et on ne peut jamais garantir absolument qu'une fuite quelconque n'est pas intervenue, provoquant un décalage du zéro.

Par contre, l'emploi des jauges de contrainte à fil résistant est très répandu car il est beaucoup plus pratique [74]. Le fil en question est enrobé dans un produit plastique qui le protège contre la corrosion sans s'opposer aux déformations. En général, ces jauges sont réalisées sous la forme d'une petite plaquette collée par ses deux extrémités sur le corps susceptible de se déformer sous l'action de contraintes intérieures. La déformation, même faible, du corps sur lequel la résistance est fixée entraîne une variation notable de la valeur de cette résistance. Fait intéressant à signaler, la loi de variation est fidèle; on retrouve toujours la même valeur de résistance pour un effort déterminé [75]. Ces résistances, très légères, ont une faible inertie, et elles permettent de suivre des contraintes rapidement variables ce qui est intéressant [76].

Les mesures de forces utilisant la variation de la fréquence d'une corde vibrante sous l'influence de la traction sont intéressantes en raison de la

grande stabilité de l'étalonnage et de la facilité de lecture à distance des valeurs des forces; en effet, une fréquence se mesure très bien, même si le courant modulé à cette fréquence a subi une forte atténuation du fait d'une longue connexion [69].

Les capteurs de force par déformation utilisent essentiellement deux systèmes : la méthode capacitive et la méthode inductive. On peut en effet faire déplacer l'une des armatures d'un condensateur, modifiant ainsi la capacité, ou une bobine par rapport à une autre, ce qui fait varier leur coefficient d'induction mutuelle.

Les mesures de pression se ramènent à des mesures de forces en faisant agir le fluide comprimé sur une membrane déformable.

B. — Circuits associés à ces capteurs

En ce qui concerne l'utilisation des cristaux piézo-électriques, nous avons déjà précisé qu'il fallait les faire agir sur une lampe électromètre [77], sauf dans le cas particulier de force appliquée pendant un temps court et dont on veut déterminer la valeur de crête. C'est le cas, par exemple, si l'on a disposé un cristal piézo-électrique sous un tronçon mobile de voie de chemin de fer sur lequel passent des wagons dont on veut peser la charge, essieu par essieu. On peut se contenter alors d'un isolement moins grand et d'une amplification plus classique.

Les jauges de contrainte à fil résistant s'utilisent dans un montage en pont de Weathstone [78], ainsi que l'indique le schéma de la figure 32. Les résistances R_1 et R_2, de haute précision sont réalisées en constantan ou

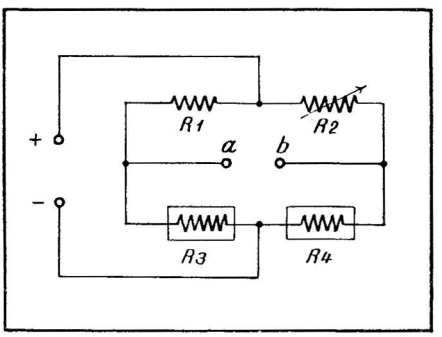


Fig. 32. — Pont de Weathstone utilisé pour la mesure des contraintes avec des jauges en fil résistant. R_3 est une jauge soumise à l'effort, R_4 est une jauge placée à côté, non soumise à l'effort et servant à compenser la variation de R_3 en fonction de la température.

alliage analogue. La résistance R_3 représente la jauge soumise à la contrainte, R_4 est une résistance identique, placée à côté de R_3 pour éviter tout déséquilibre dû à la variation de température, mais non soumise à la force, ou soumise en sens opposé (c'est-à-dire que R_3 est tendue quand R_4 est détendue) pour augmenter la sensibilité [74].

Le pont est, en général, alimenté en courant continu, car l'équilibre serait trop difficile à obtenir si l'on devait tenir compte des inductances parasites et de la capacité des conducteurs. On lit la valeur de la contrainte par le déséquilibre du pont, autrement dit par la tension apparaissant entre les bornes *a* et *b*, ou en rétablissant l'équilibre par variation de R_2, cette résistance étant constituée par une boîte à décades très précise.

Dans le cas de l'utilisation des cordes vibrantes, on peut exciter la corde par choc et mesurer la fréquence pendant l'oscillation amortie qui suit le choc, ou encore entretenir les oscillations de la corde par un montage approprié.

Si la force à mesurer agit par déformation d'un condensateur, il est préférable de placer celui-ci dans un pont alimenté en courant alternatif de fréquence assez élevée et de lire le déséquilibre du pont [79].

Si on modifie le coefficient de couplage entre deux bobinages, la méthode est encore la même.

C. — Possibilités des mesures de contraintes

Les différentes méthodes que nous avons décrites ci-dessus conviennent principalement aux mesures de contraintes statiques ou peu variables. Pour les forces dont la fréquence de variation est supérieure à une vingtaine de périodes par seconde, il est préférable d'utiliser les capteurs de vibrations dont nous parlerons plus loin.

Ces différentes méthodes s'appliquent évidemment à la mesure des accélérations, car une masse libre dans un corps en mouvement est sollicitée contre les parois de ce corps par une force proportionnelle à l'accélération qu'il subit. De tels accéléromètres équipent les fusées expérimentales, leurs indications étant en général transmises par voie radioélectrique. L'intégration de l'accélération longitudinale d'un engin donne la vitesse tangentielle de cet engin, et celle-ci, intégrée une seconde fois, fournit le chemin parcouru.

Beaucoup de mesures physiques peuvent se ramener à des mesures de contraintes ou de forces. Pour connaître, par exemple, la viscosité d'un fluide, on peut faire tourner dans ce fluide un cylindre mû par un moteur à vitesse constante : l'effet de la viscosité est une réaction qui se traduit par un couple appliqué au stator du moteur. En faisant agir ce couple sur une jauge de contrainte, on obtient ainsi une indication directe de la viscosité. D'une façon générale, la mesure continue du couple de réaction exercé par un stator de moteur permet de connaître le couple fourni par celui-ci, d'où la puissance mécanique du moteur si l'on connaît sa vitesse.

On pourra mesurer par ce procédé les couples de frottement. Il sera même possible d'utiliser une pièce de fer agissant sur une jauge de contrainte pour réaliser un appareil susceptible de mesurer un champ magnétique continu, et ce sans aucune pièce tournante; alors que la méthode la plus classique, dans ce cas, consiste à utiliser une petite bobine que l'on fait tourner autour d'un axe pour pouvoir mesurer la force électromotrice alternative induite par le champ.

Dans tous les cas où une grandeur physique à mesurer ou à contrôler peut se traduire par une force ou par un couple, il faudra recourir à l'utilisation des mesures de contraintes. Contrairement à la plupart des procédés mécaniques employés pour la mesure des forces, les systèmes de jauges de contraintes ne nécessitent pratiquement pas de déplacement de la pièce soumise à la force (l'allongement du fil résistant d'une jauge de contrainte est insignifiant); ce fait est des plus intéressants, car il est fréquent que l'on ait à mesurer une force sans que la pièce à laquelle elle est appliquée puisse se déplacer sous l'influence de cette force.

CHAPITRE V

Capteurs sensibles à la température

La forme la plus dégradée de l'énergie est la chaleur. Tout échange énergétique se traduit par un plus ou moins grand dégagement de chaleur, toute énergie arrive fatalement un jour ou l'autre à se transformer en calories.

D'innombrables propriétés physiques et chimiques des corps étant conditionnées par la température, on conçoit l'importance que peut présenter sa mesure dans les appareils industriels ou scientifiques.

La méthode la plus classique pour effectuer cette mesure est l'utilisation du thermomètre à dilatation d'un liquide tel que du mercure (de — 30 à + 500 °C), de l'alcool coloré (de — 40 à + 70 °C) ou du pentane (de — 200 à + 20 °C). Mais le thermomètre tel qu'il se présente habituellement ne se prêtant pas facilement à une traduction électrique de ses indications, nous allons passer en revue les principaux éléments sensibles à la température que l'on peut utiliser comme capteurs dans des appareils divers, puis nous étudierons les montages associés à ces capteurs, et nous donnerons enfin quelques exemples de réalisations utilisant les capteurs thermosensibles.

A. — Les capteurs thermosensibles

Puisque nous avons parlé du thermomètre à dilatation de liquide, commençons par les engins dérivés de cet appareil en vue de la traduction électrique de ses indications.

Il est évidemment possible de traduire électriquement la position de la colonne de liquide dans un thermomètre, et cela peut se faire par l'emploi d'une cellule photoélectrique qui vise la colonne, ou en constituant un condensateur dont l'une des électrodes est la colonne de mercure et dont la capacité varie en fonction de la position de celle-ci.

On emploie le plus souvent le thermomètre à mercure comme engin *tout ou rien* en le munissant de deux fils perpendiculaires à la colonne de mercure et dépassant légèrement à l'intérieur du tube capillaire (fig. 33). Le fil du bas reste constamment immergé dans le mercure et celui du haut touche la surface quand la température atteint une certaine valeur : un contact est alors établi par les deux fils. On ne doit faire passer dans ce contact qu'un courant de quelques milliampères, sous une tension faible, et dans des circuits non réactifs (ne comportant pas d'inductances) sous peine de diminuer la longévité du thermomètre à contact. On l'emploie le plus souvent pour actionner la grille d'un tube dont le circuit anodique comporte un relais.

Il existe de tels thermomètres ayant plusieurs fils soudés à des hauteurs différentes. En utilisant l'un de ces fils, on peut obtenir un contact se fermant à une température choisie dans la gamme des valeurs correspondant aux différents fils. Ces valeurs sont, évidemment, choisies à priori par le constructeur.

Il existe aussi un modèle de thermomètre à contact à température de fermeture réglable, dérivant du thermomètre de BECKMAN (fig. 34). En chauffant, le thermomètre, on fait monter la colonne de mercure jusqu'à l'extrémité supérieure du tube capillaire, et l'excédent de mercure se déverse dans le réservoir annulaire supérieur, modifiant ainsi la tempé-

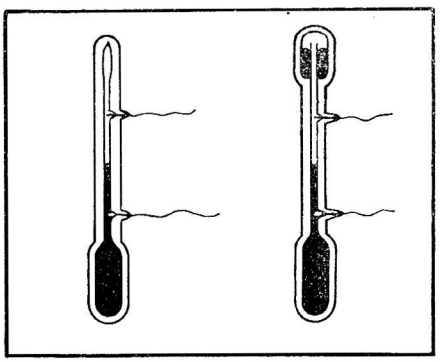


Fig. 33, à gauche. — Thermomètre à mercure établissant un contact à une température donnée.

Fig. 34, à droite. — Thermomètre à contact de **Beckman**, permettant d'ajuster la température d'établissement du contact.

rature de fermeture de contact. Pour faire revenir le mercure dans le réservoir inférieur, on chauffe le thermomètre, on le retourne pendant qu'il est chaud et on le laisse refroidir la tête en bas. Ce type permet la coupure ou l'établissement d'un contact pour une variation inférieure à 0,1 °C, alors que les thermomètres à contacts ordinaires ne dépassent guère en précision 0,5 °C. Ajoutons toutefois que de récents modèles à déversement possèdent une précision de coupure de 0,02 °C. Si l'on veut un système à contact de précision encore moindre, le bilame est tout indiqué en raison de sa simplicité et de sa robustesse.

Dans tous les cas où l'on désire utiliser un capteur susceptible de traduire électriquement une variation de température, autrement dit un système qui ne fonctionne plus par tout ou rien, on fait appel aux variations de la force électromotrice d'un couple de deux métaux ou alliages ou à celles de la résistance d'un conducteur ou d'un semiconducteur.

Les couples thermoélectriques sont surtout employés pour les températures élevées (plusieurs centaines de degrés) car les différences de potentiel par degré sont en général très faibles pour les couples usuels. On utilise les éléments combinant platine-platine iridié, chromel-alumel, ATE-BTE ou analogues. Si l'on recherche une plus grande sensibilité, on associe un grand nombre de ces couples en série, en exposant à la température à mesurer toutes les soudures paires et en plaçant toutes les impaires à l'abri de cette température (car il ne faut pas oublier que l'ensemble du couple thermoélectrique mesure la *différence de température* entre la soudure chaude et la soudure froide). C'est ainsi qu'est constituée la pile de MELLONI servant principalement à mesurer le rayonnement infra-rouge.

Les conducteurs dont la résistance électrique varie avec la température sont très nombreux; plus exactement, il est très difficile de trouver un conducteur dont la résistance ne varie pratiquement pas avec la température. Pour la plupart des métaux usuels, cette variation n'est que de 0,5 % par degré à la température ordinaire, ce qui suffit dans bien des cas. La résistance croît avec la température et, pour la majorité des métaux, elle tombe en-dessous de toute valeur mesurable quand la température se rapproche du zéro absolu (— 273 °C). L'utilisation d'une résistance métallique variable avec la température permet de mesurer une gamme importante allant de — 200 °C à la température la plus élevée que le fil peut supporter sans altération.

Si l'on veut se limiter à une gamme plus modeste, mais en bénéficiant d'une plus grande sensibilité, on peut utiliser les semiconducteurs à *coefficient de température négatif* appelés *thermistances* ou *thermistors,* dont le coefficient de température est supérieur à 4 % par degré à la température ordinaire [80 - 81 - 82 - 83 - 84 - 85 - 86].

La loi de variation de la résistance de ces thermistances est donnée par la formule :

$$\log R = \log A + \frac{0{,}43\ B}{T}$$

Le premier membre désigne le logarithme de la valeur ohmique R de la thermistance. Dans le second, A est une constante dépendant du semiconducteur et de sa forme géométrique, B une constante dépendant du semiconducteur seul et généralement comprise entre 2000 et 5000 et T la *température absolue* de la thermistance. Rappelons qu'elle correspond à la température de l'élément, exprimée en degrés centigrades, augmentée de 273. Elle s'exprime en degrés Kelvin ou K en abrégé. C'est ainsi que 20 °C correspondent, par exemple, à 293 °K.

Ces éléments thermosensibles sont réalisés sous des formes multiples : pastilles, bâtonnets, petites perles scellées à l'extrémité d'un tube de verre à l'intérieur duquel passent les fils de connexion. Elles ne supportent pas, en général, de températures supérieures à 300 °C. Toutefois, il existe de nombreux modèles dits réfractaires atteignant 950 °C.

B. — Circuits associés aux capteurs thermosensibles

Dans le cas des couples thermoélectriques, on ne dispose que de très faibles différences de potentiel. Par exemple, pour le couple platine-platine iridié (10 % d'iridium) on n'obtient que 0,016 mV par degré, le couple fer-constantan atteignant 0,042 mV par degré. Il faut donc utiliser un amplificateur, à moins que l'on ne se contente de lire la valeur de la tension sur un millivoltmètre à cadre mobile. L'utilisation d'un ensemble de couples en série augmente un peu la tension à mesurer, mais celle-ci reste encore faible. Ces systèmes sont donc plus spécialement destinés aux hautes températures.

Les capteurs à résistance métallique thermosensible s'utilisent dans un montage en pont. Souvent, on alimente ce dernier en courant alternatif afin de pouvoir amplifier plus facilement la tension de déséquilibre de la diagonale du pont. Dans ces cas, si l'on veut utiliser le système pour des températures situées de part et d'autre de celle qui correspond à l'équilibre du pont, il faut employer un détecteur spécial sensible à la *phase* de la tension de déséquilibre.

Le schéma d'un tel détecteur est reproduit sur la figure 35. On voit que le pont, (dont un des éléments est la résistance thermosensible, les autres étant en fil insensible à la température et, de plus, situés dans une enceinte thermostatée), est alimenté en alternatif par le secondaire S_1 du transformateur T. Une des extrémités de la diagonale est mise à la masse, l'autre, sur laquelle apparaissent les tensions de déséquilibre, actionne

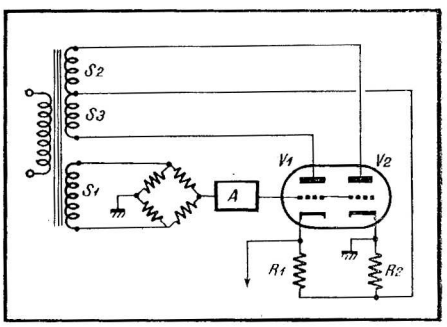


Fig. 35. — Système pour la mesure des températures par un pont à thermistors : la tension de déséquilibre du pont est amplifiée par **A**, puis « démodulée » par l'ensemble des deux triodes alimentées en alternatif en opposition de phase sur leurs anodes.

l'entrée de l'amplificateur A que nous supposerons n'introduire aucun déphasage sur la tension qu'il amplifie. La tension de sortie A est appliquée simultanément sur les grilles des deux triodes V_1 et V_2, alimentées sur leurs anodes par les deux moitiés S_2 et S_3 d'un autre secondaire de T.

En l'absence de tension sur les grilles des tubes, celles-ci se comportent comme des diodes identiques, leurs courants redressés créent dans R_1 et R_2 des chutes de tensions égales, la cathode de V_1 se trouve donc au potentiel zéro. Mais, si une tension en phase avec la tension anodique de V_1 est appliquée aux deux grilles, V_1 se comportera comme une meilleure diode qu'avant, sa tension grille étant plus positive pendant l'alternance où elle conduit, tandis que V_2 redressera moins de courant qu'auparavant, sa grille

étant négative pendant les périodes de conduction. La chute de tension dans R_1 augmentera, celle que l'on observait dans R_2 diminuera et la cathode de V_1 deviendra positive. Si le déséquilibre du pont avait été en sens inverse, la tension à la sortie de A aurait été en phase avec la tension anodique de V_2 cette fois, et l'on voit que la cathode de V_1 serait devenue négative.

Si l'on veut une grande précision, indépendante des variations éventuelles de gain de A, on peut perfectionner le système de la figure 35 de la façon suivante :

On fait agir la tension de la cathode de V_1 sur un servo-moteur qui déplace le curseur d'une résistance variable dans le pont comprenant l'élément thermométrique; la température est lue sous une aiguille entraînée par ce curseur. Le servo-moteur rétablissant automatiquement l'équilibre du pont, il suffit que le gain de l'amplificateur soit assez grand pour que ce gain n'influence pas la précision de l'appareil. Si l'on peut se contenter d'une précision moindre, on peut lire sur un voltmètre la tension de la cathode de V_1, mais alors le gain de A intervient dans la lecture.

Comme dans toute lecture portant sur le déséquilibre d'un pont, il est possible de vérifier la sensibilité de la lecture en faisant varier une des résistances témoins du pont, par exemple en introduisant en série avec l'une d'elles une résistance plus petite, normalement court-circuitée; la variation du déséquilibre du pont doit avoir une valeur déterminée (si le déséquilibre au moment où l'on fait ce tarage n'est pas grand).

Si l'on veut utiliser une résistance thermométrique dans un montage *tout ou rien*, une bonne solution consiste à employer un thyratron alimenté par le pont, comme l'indique la figure 36.

Ce montage présente de grandes analogies avec celui de la figure 35. Le thyratron est alimenté en courant alternatif, sa grille étant attaquée par la tension de déséquilibre du pont, amplifiée par A. Si le sens de déséquilibre est tel que la tension de la grille du thyratron soit en phase avec celle de son anode, il y a ionisation à chaque alternance positive de l'anode, et le relais Rl colle (le condensateur C l'empêche de vibrer et la résistance R

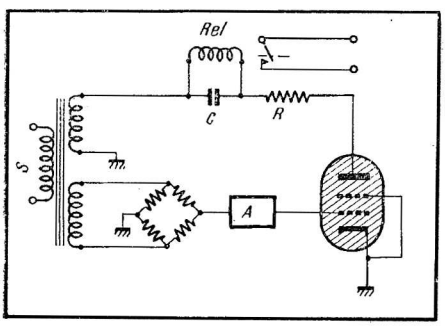


Fig. 36. — Pont à thermistors ou à résistances déclenchant un thyratron pour une certaine température.

limite le courant de crête du thyratron à une valeur qui ne risque pas de l'endommager). Il y a encore ionisation quand le pont est exactement équilibré, mais elle cesse dès que la tension de sortie de A est en opposition de phase avec celle qui est appliquée sur l'anode du thyratron.

Ici, comme pour le montage de la figure 9, nous avons affaire à un thyratron alimenté en courant alternatif, avec l'avantage suivant : la température à laquelle le relais se ferme est la même que celle à laquelle il s'ouvre. Cette température n'est pas exactement celle qui correspond à l'équilibre du pont, mais elle en est très voisine, et, si le gain de A est assez grand, on peut estimer qu'elle est rigoureusement constante.

Le montage de la figure 36 est en quelque sorte un thermomètre à contact perfectionné, avec les avantages suivants :

1°) Il est très sensible, on peut définir avec ce système la température d'établissement du contact à mieux que 1/1000 de degré;

2°) Il permet d'ajuster la température de déclenchement d'une façon continue, en agissant sur les éléments du pont;

3°) Il permet d'utiliser des éléments très robustes, thermiquement (avec des résistances de platine, on va facilement jusqu'à 1000 °C) et mécaniquement.

Une précaution élémentaire, quand on utilise les résistances thermométriques dans des montages en pont, est de faire en sorte que le fonctionnement même du montage n'entraîne qu'une élévation insignifiante de la température de l'élément thermosensible. En effet, dans un montage en pont, une certaine tension est appliquée aux bornes de la résistance; il y a donc une certaine puissance dissipée dans celle-ci et il s'ensuit nécessairement un dégagement de chaleur. Il faut donc que ce dégagement de chaleur soit suffisamment petit pour que l'élévation de température de la résistance thermométrique soit négligeable.

On ne peut annuler complètement cette élévation de température, il faut donc se résigner à ce que la valeur ohmique de la résistance thermométrique ne corresponde pas rigoureusement à la température du milieu dans lequel elle est plongée. L'écart en question est d'autant plus petit :

— que la puissance dissipée dans la résistance est plus faible;
— que la surface de contact entre la résistance et le milieu dont elle doit mesurer la température est plus grande.

En fait, si on se limite à une dissipation de puissance dans la résistance ne dépassant pas quelques milliwatts et que le contact thermique de celle-ci et du milieu soit bon, l'écart que nous avons signalé est insignifiant.

Fort heureusement en divisant, par exemple, la tension appliquée au pont par 10, on divise la puissance dissipée dans la résistance par 100, tandis qu'il suffit d'augmenter dans un rapport de 10 le gain de l'amplificateur pour revenir à la même sensibilité.

Les montages utilisant des semiconducteurs à coefficient de température négatif ou *thermistances* sont analogues [83 - 89 - 90 - 97]. Ils bénéficient, toutes choses égales d'ailleurs, d'une sensibilité environ dix fois plus grande, mais il faut se montrer particulièrement exigeant sur le choix de la thermistance à utiliser. Il existe en effet des modèles dont la résistance ne reprend pas la même valeur pour une température donnée après quelques cycles thermiques.

Il est donc essentiel, si l'on veut être certain de la constance de l'étalonnage, de vérifier la stabilité de la thermistance. Pour cela, on mesure avec précision sa valeur ohmique à une température étalon (la glace fondante par exemple), puis on la chauffe jusqu'à la température la plus élevée

qu'elle puisse supporter, on la refroidit, on la réchauffe, et ce, autant de fois qu'il est possible, et l'on mesure alors sa valeur dans les conditions d'étalonnage primitif : elle ne doit pas avoir varié.

Dans le cas de l'utilisation de la thermistance dans un pont, le problème de non-échauffement se pose, comme avec les résistances métalliques thermométriques. Les solutions sont analogues. Mais un nouveau facteur intervient : la non-linéarité du semiconducteur. En effet, les semiconducteurs suivent plus ou moins bien la loi d'Ohm, le courant qui les traverse n'étant pas toujours proportionnel à la tension appliquée à leurs bornes. Donc, en appliquant une tension sinusoïdale à un semiconducteur, il se peut que le courant ne soit pas sinusoïdal, autrement dit qu'il contienne des harmoniques. Il en résulte que le zéro du pont ne peut pas être obtenu, ce qui est très gênant.

Pour pallier cette difficulté, le remède est le même que pour le non-échauffement de l'élément thermométrique : on diminue la tension appliquée au pont; ainsi la proportion d'harmoniques diminue dans la plupart des cas, et l'équilibre devient plus précis (à condition, toutefois, que le gain de l'amplificateur de lecture soit augmenté dans la proportion où l'on a diminué la tension d'alimentation du pont).

Souvent les deux phénomènes : échauffement de la thermistance et non-linéarité de celle-ci, se confondent, et l'on attribue à la non-linéarité du semiconducteur une apparition d'harmoniques qui est en réalité due au réchauffage de la thermistance à chaque alternance par la puissance dissipée, ce réchauffage entraînant une diminution de la résistance. On peut rapidement savoir s'il s'agit d'une non-linéarité due à la nature même du semiconducteur ou d'une variation périodique de la température de celui-ci en augmentant la fréquence de la tension d'alimentation du pont. Si le défaut est dû à une non-linéarité du semiconducteur, il persistera exactement; tandis que, s'il s'agit d'une variation périodique de la température de la thermistance, il s'atténuera beaucoup en raison de l'inertie thermique de celle-ci.

Bref, les résistances thermométriques métalliques et les thermistances en matériaux semiconducteurs, utilisés avec des montages analogues, ont des domaines d'utilisation analogues mais non identiques. Les résistances métalliques sont peu sensibles; par contre, elles sont très stables, supportent des températures très élevées, et la variation de leur résistance en fonction de la température suit une loi linéaire, ce qui peut être utile.

Les thermistances sont beaucoup plus sensibles, mais elles sont plus limitées du côté des températures élevées et leur stabilité est moindre. Elles sont particulièrement utiles pour la stabilisation de température, ou toutes les fois que l'on désire se limiter à un domaine de température restreint autour d'une valeur déterminée, comprise entre — 50 °C et + 250 °C.

Dans les cas où l'on désire mesurer des températures beaucoup plus élevées, on fait appel aux pyromètres, appareils destinés à la mesure du rayonnement d'un corps chauffé. Les cellules photo-électriques sensibles à l'infra-rouge, associées à un montage adéquat peuvent très bien être utilisées comme *pyromètres*, mais il faut faire bien attention à la répartition de l'énergie envoyée par le corps chauffé.

L'élément rayonnant doit être ce que l'on appelle en physique un *corps noir* c'est-à-dire un corps susceptible d'absorber tous les rayons qu'il reçoit sans en réfléchir aucun. Recevant des sources extérieures plus de chaleur que n'importe quel autre (toutes choses égales d'ailleurs), il en envoie vers les sources froides plus que tous les autres, pour maintenir l'équilibre thermique.

En principe, pour réaliser un corps noir, il suffit de l'enduire d'une peinture noire mate. En fait, une telle peinture n'existe pas et l'on ne fait que s'en approcher; de plus, il serait étonnant qu'elle puisse supporter des températures très élevées sans être détériorée. Le noir de platine est assez bon à ce point de vue, mais il est très coûteux et la couche est fragile.

La meilleure solution consiste à employer comme corps noir un volume creux, dont les parois intérieures sont aussi sombres et mates que possible, et dont l'ouverture rayonnante est petite par rapport à ses dimensions intérieures, comme l'indique le croquis de la figure 37. Même si les parois ont un léger pouvoir réflecteur pour le rayonnement, il est à peu près

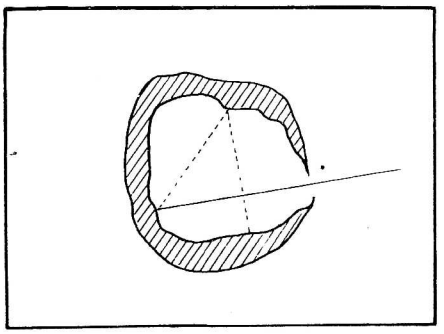


Fig. 37. — Le « corps noir » idéal, absorbant entièrement les rayons qui arrivent par l'ouverture.

certain qu'un rayon entrant par l'ouverture ne sera pas réfléchi, ou sensiblement pas, à travers cette même ouverture vers l'extérieur; son énergie sera donc totalement absorbée. Réciproquement, une surface donnée de l'ouverture rayonnera une énergie suivant exactement les lois de rayonnement du corps noir, quand toute l'enceinte sera portée à une certaine température.

Un tel corps noir est placé dans la région dont on veut connaître la température; on le dispose de sorte que le système mesurant la radiation ait un champ limité à une surface définie, située toute entière à l'intérieur de l'ouverture, et l'on pourra ainsi connaître avec une bonne précision la température de l'enceinte. Tant que le corps noir ne fond pas, il n'y a pas de limite théorique à la température mesurable par ce procédé.

L'appareil qui mesure le rayonnement peut agir par voie de photométrie optique. On emploie souvent dans ce but un filament chauffé par un courant connu et placé sur le parcours des rayons du corps noir (si la température est assez élevée pour que ces rayons contiennent une forte proportion de lumière visible). Suivant que le filament est plus ou moins lumineux, il apparaît en clair sur fond sombre, ou en sombre sur fond clair, et la mesure du courant correspondant à la disparition du filament sur le fond indique la température.

On utilise aussi beaucoup d'appareils de mesure d'énergie munis de thermistances ou de piles thermoélectriques [24].

C. — Possibilités des appareils munis de capteurs thermosensibles

Comme nous l'avons indiqué plus haut, toutes les formes d'énergie aboutissent, par dégradations successives, à une forme thermique. Mais la mesure des températures peut avoir d'autres applications plus indirectes, et c'est sur ces applications que nous voudrions insister.

Par exemple, l'échauffement d'un corps situé au voisinage d'un corps chaud, sans être influencé par le rayonnement direct de ce dernier, dépend de la conductibilité thermique du milieu où sont situés le capteur et le corps chaud. On peut, en se basant sur ce fait, mesurer dans certains cas la pression gazeuse à l'intérieur d'une enceinte. On place (fig. 38) une source chaude *S*, constituée le plus souvent par un filament chaud, à proximité d'un capteur thermosensible C, en empêchant par un écran E le rayonnement direct de S d'atteindre C. Pour éviter que l'écran E s'échauffe lui-même, il vaut mieux utiliser pour E un miroir, qui renvoie autant d'énergie

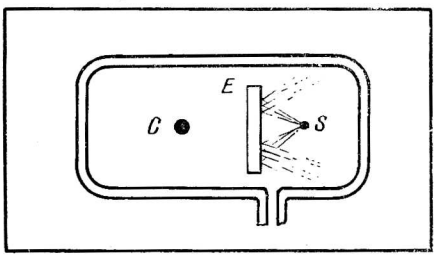


Fig. 38. — Dans cette enceinte, la chaleur de la source **S**, arrêtée par l'écran **E**, ne parvient au capteur thermosensible que par convection : la température de **C** dépend donc de la pression.

rayonnée que possible. Seule, la chaleur transmise par conduction et convexion à travers le gaz remplissant l'enceinte où se trouvent C et S échauffera C. Pour un gaz donné, la transmission par conduction et convexion dépend de la pression du gaz dans l'ampoule où se trouvent C et S.

On utilise aussi fréquemment la variation de température d'un élément thermosensible, échauffé par un courant, en fonction de la quantité de chaleur qui lui est enlevée par seconde par conduction et convexion à travers le milieu qui l'entoure. Par exemple, un fil métallique chauffé change de résistance si le gaz qui l'entoure change de conductibilité thermique, soit par suite d'un changement de nature de ce gaz, soit par variation de la pression.

Bien entendu l'agitation du gaz dans lequel il est plongé agit beaucoup sur le refroidissement du fil, et c'est ainsi que sont constitués les *anémomètres à fil chaud*, destinés à la mesure de la vitesse du vent. Ces appareils sont très sensibles, mais leur inconvénient réside dans le fait que la

résistance varie en fonction de la racine carrée de la vitesse du vent. D'autre part, leurs indications ne sont valables que pour une atmosphère standard, et changent, toutes choses égales d'ailleurs, avec la teneur en eau de celle-ci.

Une expérience mettant en évidence la variation de puissance dissipée par un filament chaud, en fonction de la pression du gaz qui l'entoure, peut être aisément réalisée au moyen d'un tube électronique inutilisable, à condition que sa mise hors service ne soit pas consécutive à une rupture

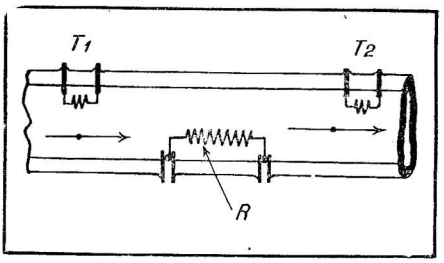


Fig. 39. — La chaleur dégagée par **R** arrive différemment aux deux thermistors suivant la vitesse du courant fluide dans le tuyau.

du filament ou à une rentrée d'air. On alimente le filament sous sa tension nominale et on mesure le courant de chauffage. Puis on casse avec précaution le verre (on peut couper avec une pince le queusot supérieur s'il s'agit d'un tube miniature, ou toucher le ballon de verre avec un fer à souder chaud après l'avoir rayé) de telle sorte que l'air rentre dans le tube. On voit alors le courant de chauffage augmenter dans une proportion qui peut atteindre 4 à 1.

Nous avons examiné jusqu'à présent des mesures de pression de gaz ou de vitesse de souffle en utilisant les seules mesures de température. On peut encore vérifier des débits. Plaçons dans un tube où circule un fluide quelconque une résistance électrique parcourue par un courant suffisant pour la faire un peu chauffer, et deux thermistances, de part et d'autre de la résistance (fig. 39) [91]. Si le fluide ne circule pas dans le tube, la résistance R chauffera également chacune des deux thermistances T_1 et T_2. Par contre, s'il circule dans le sens de la flèche, T_1 sera moins chauffée, et T_2 le sera davantage. On conçoit donc qu'un pont utilisant T_1 et T_2 comme éléments verra son équilibre modifié d'une façon qui est, en première approximation, une fonction linéaire du débit dans le tube.

Signalons pour terminer cet aperçu des possibilités des mesures électriques de température, celle... des courants alternatifs de haute fréquence. On emploie pour cela l'association d'une résistance chauffante et d'un thermocouple (souvent dénommée à tort thermocouple par les fabricants d'appareils de mesure) qui permet de convertir le courant à mesurer en chaleur, laquelle est convertie à son tour en tension électrique lue sur un millivoltmètre. La résistance chauffante et le thermocouple sont en général isolés électriquement l'un de l'autre et scellés dans une même perle de verre, souvent inclus en atmosphère inerte ou dans le vide.

CHAPITRE VI

Capteurs sensibles aux déplacements

Tout ensemble mécanique est plus ou moins sujet aux vibrations, celles-ci pouvant être voulues, ou, au contraire, parasites et susceptibles d'occasionner des désordres graves dans l'appareil.

Dans ce qui suit, nous examinerons des déplacements rapides, ayant déjà passé en revue les capteurs sensibles aux positions, réalisés avec des faisceaux lumineux plus ou moins occultés et détectés par des cellules photoélectriques ou des faisceaux de rayonnements nucléaires, si la lumière ordinaire ne peut être utilisée.

Les capteurs susceptibles de repérer et de mesurer ces déplacements rapides présentent un grand intérêt dans l'industrie et les laboratoires, car ces déplacements sont en général difficiles à connaître par d'autres méthodes que les procédés électroniques, en raison même de leur rapidité.

Les déplacements dont il s'agit seront donc des mouvements rapides, de petite amplitude, périodiques ou non, dont nous chercherons moins à connaître à chaque instant la position que la vitesse.

Par exemple, pour étudier le recul d'une arme à feu au moment du départ du coup, il nous importe assez peu que l'enregistrement que nous aurons pu réaliser nous restitue exactement l'allure du mouvement de retour en position de l'arme après le recul; ce qui nous intéresse par contre beaucoup plus, c'est de connaître la vitesse et l'accélération du mouvement pendant le recul lui-même.

Autrement dit, un enregistrement comme celui de la figure 40 *a* du mouvement de l'arme (position en fonction du temps) est visiblement entaché d'une erreur si nous savons qu'après le recul l'arme est revenue exactement à sa position initiale. Mais il nous sera beaucoup plus utile que celui de la figure 40 *b*, plus exact au point de vue de la position finale de l'arme, si ce dernier est moins détaillé et fidèle pour la partie intéressante, qui correspond au recul proprement dit. Si l'arme n'a pas repris exactement sa position après le coup, il nous sera facile de le constater par une mesure mécanique faite avant et après, tandis qu'aucun procédé mécanique de

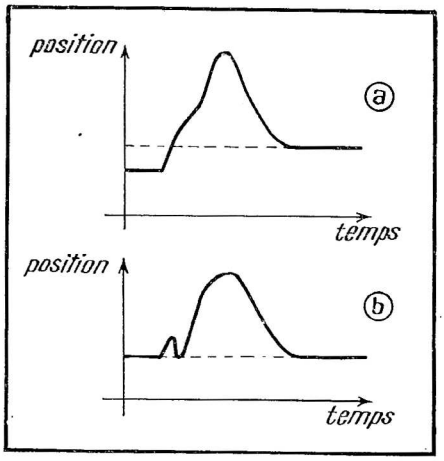


Fig. 40. — Pour un enregistrement de mouvement rapide, celui de la figure (**a**) est plus intéressant que celui de la figure (**b**), malgré une dérive du zéro, si les variations brusques des vitesses du début sont mieux enregistrées.

mesure ne nous aurait permis de savoir avec précision ce qui s'était passé pendant la phase intéressante du recul.

Nous allons examiner successivement les différents capteurs susceptibles d'être utilisés dans le but d'étudier des mouvements rapides, puis les montages employés avec ces capteurs.

A. — Capteurs utilisables pour les mesures de déplacements rapides

Tous les modèles de capteurs susceptibles de repérer la position d'un objet peuvent, si leur vitesse de réponse est suffisante, être utilisés pour les mesures de déplacements rapides [68 - 92]. Ainsi, si l'on fait en sorte que la variation de position d'un objet se traduise par la variation d'un flux lumineux agissant sur une cellule photoélectrique, on peut être renseigné sur le mouvement de l'objet en enregistrant la variation au cours du temps du courant de la cellule.

Nous avons vu que certaines cellules étaient capables de transformer en courant électrique une lumière modulée à une fréquence pouvant atteindre plusieurs centaines de kilohertz. Pour des déplacements matériels, mécaniques, de telles fréquences sont énormes, autrement dit le système à cellule peut apporter une solution parfaite au problème, d'autant plus qu'il a l'avantage d'atteindre une sensibilité considérable et de ne gêner en aucune façon le déplacement à étudier. En effet, sa sensibilité peut être très grande puisque, avec les ressources de l'optique, on peut faire en sorte qu'un déplacement matériel de quelques microns ou une rotation de quelques minutes d'angle provoque l'occultation d'un flux lumineux important [93 - 94].

On peut également utiliser des capteurs sensibles aux forces, si l'on relie à un tel capteur l'organe mobile par un ressort dont l'allongement est

proportionnel à la force qui l'a causé. Mais une telle méthode introduit sur l'organe mobile une force de rappel, ce qui peut perturber complètement le mouvement à étudier, aussi est-elle le plus souvent à déconseiller, sauf dans le cas de vibrations de faible amplitude sous l'influence de puissances mécaniques considérables.

Dans tout mouvement, on commence par définir un repère par rapport auquel on veut étudier le mouvement; aussi les capteurs comporteront-ils le plus souvent deux parties, l'une située sur l'objet mobile, l'autre sur le repère, et ce sont les déplacements relatifs de ces deux parties que l'on étudiera.

En principe, il est strictement identique de réaliser un capteur sensible à la position de l'objet, à sa vitesse ou à son accélération, puisque l'on peut passer d'une de ces grandeurs à une autre par intégration ou dérivation, opérations que des circuits électriques exécutent aisément. En fait, on préfère spécialiser le capteur en vue de la grandeur qui sera le plus utile pour le reste de l'étude, les enregistrements réalisés étant souvent entachés d'une certaine erreur, qui peut prendre des proportions inadmissibles après intégration ou dérivation.

Parmi les capteurs sensibles aux positions, nous citerons les condensateurs déformables, dont une armature est fixe et l'autre mobile. Si on les insère dans un circuit dont les oscillations sont entretenues par un tube, on obtient une tension alternative dont la fréquence est fonction de la position.

De même, on peut utiliser une variation de coefficient de self-induction, en réalisant deux bobines, l'une fixe et l'autre mobile, dont le mouvement relatif fait varier leur coefficient d'induction mutuelle, ce que l'on peut mettre en évidence en branchant ces bobines en série dans un sens tel que le coefficient de self-induction de l'ensemble diminue lorsque les bobines se rapprochent. C'est le sens de branchement qui donne la plus grande variation relative de ce coefficient.

On pourrait également envoyer dans une des bobines un courant alternatif de fréquence élevée, et mesurer les variations de la tension induite dans l'autre, à condition évidemment que la fréquence choisie soit grande par rapport à la fréquence de déplacement la plus élevée que le système doit détecter. On utilise également la variation du coefficient de self-induction d'un bobinage dont on rapproche un noyau magnétique (augmentation du coefficient) ou une masse de cuivre (diminution du coefficient).

Signalons enfin la méthode de la lampe flash à déclenchement retardé [95], s'il s'agit d'un phénomène reproductible exactement. Elle consiste à utiliser une lampe à gaz ionisé dont l'éclair est déterminé par une impulsion provenant d'un univibrateur retardateur, lequel est déclenché par l'objet mobile à une phase donnée de son mouvement (par contact, par cellule photoélectrique... etc.). Comme on peut donner au retard de l'univibrateur toutes les valeurs désirées, et qu'il est possible d'autre part de connaître exactement et à l'avance la valeur de ce retard, on voit, sous l'éclair, l'aspect du phénomène à l'instant $t_0 + \Delta t$, t_0 étant l'instant de déclenchement du retardateur et Δt le retard apporté par celui-ci. Pour plus de précision, on peut photographier l'objet mobile à l'instant sus-indiqué grâce à la lumière de la lampe flash. En recom-

mençant l'expérience pour différentes valeurs de Δt, on peut obtenir l'équivalent d'un film au ralenti du déroulement du mouvement.

L'auteur a imaginé et utilisé cette méthode pour observer le rejaillissement des gouttes d'eau lors de la chute d'une goutte sur une surface liquide, ainsi que pour l'étude du rebondissement des relais, phénomène très important à étudier pour les améliorer.

Nous pouvons encore indiquer pour mémoire le système consistant à utiliser le temps d'aller et retour d'impulsions sonores ou d'ondes radioélectriques atteignant l'objet [96]. C'est ainsi que l'on a pu faire des études de mouvement de balles de mitrailleuse au radar.

Si la caractéristique du mouvement qui nous intéresse le plus est la vitesse, on pourra faire appel aux phénomènes d'induction en faisant varier, en fonction du mouvement, le flux magnétique existant dans une bobine. La tension induite dans celle-ci, proportionnelle à la dérivée du flux par rapport au temps, variera comme la vitesse du mobile. Toutefois, il est difficile d'obtenir une variation linéaire du flux dans une bobine pour un déplacement important du corps en mouvement.

S'il s'agit de vitesse angulaire, la solution est très simple : on entraîne avec l'arbre dont on veut connaître la vitesse angulaire une dynamo; la tension de celle-ci sera proportionnelle à la vitesse dans une large plage de valeurs. On peut également entraîner avec cet arbre un moteur diphasé dont on alimente une des phases en courant alternatif; la tension induite sur l'enroulement de l'autre phase sera proportionnelle à la vitesse angulaire de l'arbre.

On cherche souvent à transformer une vitesse en une fréquence qui lui soit proportionnelle. Pour cela, dans le cas d'une rotation, la solution la plus simple est l'emploi de l'alternateur. Si le déplacement est linéaire, on peut lier à l'organe mobile un ruban portant des magnétisations alternées, passant devant une tête magnétique liée au repère fixe : la tension de sortie de cette tête sera alternative et sa fréquence proportionnelle à la vitesse de déplacement.

Une variante de cette solution est la méthode indiquée par le dessin de la figure 41. Une crémaillère C, en métal magnétique, est liée au repère fixe, et la pièce mobile porte un aimant A dont le flux se referme à travers un bobinage B et des pièces polaires par la crémaillère. Quand les pièces polaires, solidaires de l'objet mobile, seront en face des dents de la crémaillère, comme c'est le cas sur la figure, le flux se refermera facilement; tandis que, lorsque l'objet mobile aura avancé d'une demi-dent, le flux de l'aimant se refermera moins bien. La tension induite par cette variation de flux dans la bobine B aura donc la fréquence du passage des dents de C en face des pièces polaires, soit une valeur proportionnelle à la vitesse. On peut remplacer les dents de C par des traits alternativement clairs et foncés, et le système aimant-bobinage par un ensemble lampe-cellule photoélectrique.

On peut également utiliser les phénomènes de frottement, dont certains sont proportionnels à la vitesse relative des pièces frottant l'une sur l'autre, et l'on est ramené à la mesure d'une force. Cette solution absorbant de l'énergie au corps en mouvement n'est à utiliser que si l'on est certain que cette consommation ne risque pas de perturber le mouvement.

Certaines vitesses de translation, difficiles à mesurer directement, peuvent être ramenées à des mesures de vitesse de rotation. Par exemple, pour la mesure de la vitesse du vent, qui avait déjà trouvé une solution assez approximative dans l'emploi de l'anémomètre à fil chaud, une bonne méthode consiste à faire agir le vent sur un moulinet dont on mesure la vitesse de rotation, par exemple par une dynamo tachymétrique.

La mesure du débit d'un liquide peut également être exécutée en faisant passer celui-ci dans un ajutage convergent-divergent (Venturi) où se trouve une hélice d'axe parallèle à la direction du liquide. La vitesse de rotation de cette hélice est mesurée, soit par voie photoélectrique, soit en la munissant d'un morceau de fer qui, passant à chaque tour devant une bobine située dans la paroi non magnétique du Venturi, modifie le coefficient de self-induction de cette bobine (fig. 42) [97]. Il est également possible, en mesurant la vitesse de propagation des ondes sonores ou ultra-sonores dans un liquide, d'effectuer la mesure de la vitesse de ce liquide [98 - 99].

Dans le cas où l'on est principalement intéressé par l'accélération du mobile, il est rare que ce ne soit pas l'accélération dans son mouvement par rapport au sol. S'il s'agit d'accélération par rapport à un repère lui-même mobile par rapport au sol, il vaut mieux utiliser un capteur de vitesse et faire une dérivation.

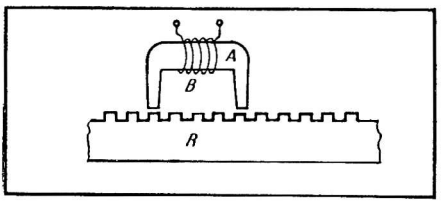


Fig. 41. — Lorsque le capteur magnétique se déplace, le flux de l'aimant **A** se referme plus ou moins bien à travers le bobinage **B** et les dents de la crémaillère **C** suivant la position du capteur ; on peut ainsi compter le nombre de dents correspondant au déplacement.

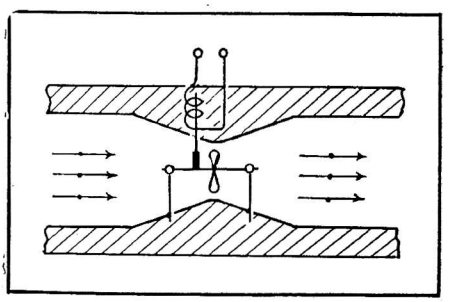


Fig. 42. — Mesure de vitesse de rotation d'une hélice dans un Venturi, traduisant le débit de fluide dans le Venturi.

Pour l'accélération comptée par rapport au sol, le mieux est d'utiliser des *accéléromètres à inertie.* Un accéléromètre est un ensemble que le mobile emmène avec lui, et qui comporte une masse dont on mesure la force avec laquelle elle réagit sur les parois.

On peut utiliser pour cette mesure de force toutes les méthodes que nous avons examinées plus haut (pages 75 à 79) : les jauges de contrainte à fil résistant, les systèmes piézoélectriques, etc. L'important, pour qu'on ait bien l'accélération, est que la masse ne puisse pratiquement pas bouger par rapport au mobile, autrement dit que les mesures de la force qu'elle exerce sur les parois de l'accéléromètre se fassent avec un déplacement aussi faible que possible par rapport à celles-ci. Evidemment, l'accéléromètre étant emporté par le mobile dans son mouvement, il convient de transmettre ses indications à un poste fixe, soit par liaison par fil, soit par

voie radioélectrique. On peut également loger un enregistreur à bord de l'objet mobile.

Les capteurs spécialement conçus pour l'étude des vibrations sont analogues aux accéléromètres. On peut considérer une vibration comme un mouvement quelconque et employer une des méthodes que nous avons indiqués plus haut, mais il est souvent plus indiqué d'utiliser un capteur

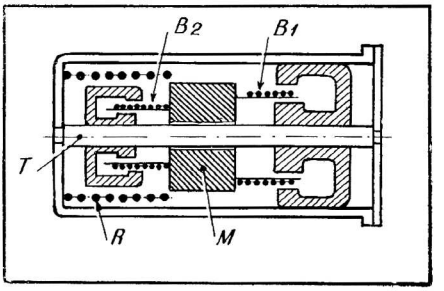


Fig. 43. — Capteur de vibrations à inertie.

conçu pour cet usage. Un accéléromètre est un tel capteur, et nous donnera une tension de sortie proportionnelle à l'accélération du mouvement, ce qui est déjà intéressant. Rappelons que, dans le cas d'une vibration sinusoïdale, l'accélération du mouvement est proportionnelle à l'amplitude de la vibration et au carré de sa fréquence.

Il existe aussi d'autres capteurs de vibrations, utilisant un principe un peu différent. Ils consistent en un ensemble entraîné par la pièce vibrante et contenant une masse capable de se déplacer dans une direction donnée. Cette masse est rappelée à une position déterminée par un ressort solidaire de l'enceinte, son mouvement est amorti par un dispositif adéquat, en général un système faisant intervenir une force de freinage proportionnelle à la vitesse de la masse par rapport à l'enceinte. La position de la masse dans l'enceinte et repérée par un moyen électrique; la masse peut, par exemple, entraîner le curseur d'un potentiomètre linéaire dont le bobinage est solidaire de l'enceinte.

On utilise aussi, plus souvent, un repérage électrique de la *vitesse* de la masse par rapport à l'enceinte, par exemple au moyen d'une bobine solidaire de la masse, dans laquelle le flux d'un aimant solidaire de l'enceinte varie quand la masse se déplace.

La figure 43 indique la disposition des éléments d'un tel capteur vu en coupe : la masse M peut glisser sur la tige T, le ressort R la ramenant à une position définie; elle entraîne la bobine B_1 qui se meut dans un champ magnétique radial, exactement comme la bobine mobile d'un haut-parleur, ainsi que la bobine B_2, très analogue à B_1 mais court-circuitée, qui procure l'amortissement.

En fait, la construction est souvent simplifiée, et la même bobine sert à fournir la tension indiquant la vitesse relative de la masse par rapport au boîtier et à amortir le mouvement de la masse (en shuntant cette bobine par une résistance). On peut démontrer que, dans un tel capteur, si l'on règle l'amortissement de la masse à une valeur adéquate, on peut obtenir une reproduction électrique fidèle des vibrations, à condition que celles-ci

aient lieu à une vitesse supérieure à un certain minimum lié à la période de résonance de la masse en l'absence d'amortissement. Un tel capteur de vitesse prévu pour les vibrations est fort intéressant, et il complète heureusement l'accéléromètre.

On emploie aussi des *palpeurs de vibrations,* munis d'une tige sortant de leur masse et que l'on appuie sur la pièce vibrante. Le reste du palpeur est supporté par un bâti fixe, ou tenu par l'opérateur si l'inertie de ce palpeur est suffisante. La tige peut être reliée soit à une bobine se déplaçant dans un champ magnétique (palpeur de *vitesse,* soit par un ressort à un système mesurant la force, tel qu'un cristal piézoélectrique ou une jauge de contrainte (palpeur de *position*).

B. — Montages utilisables avec les capteurs de déplacements rapides

Dans la plupart des cas, les montages à utiliser avec les différents capteurs que nous avons examinés sont simplement des amplificateurs, et nous renvoyons notre lecteur au chapitre X en ce qui concerne le calcul des éléments du montage.

Il convient, bien entendu, de prévoir la bande passante de l'amplificateur de telle sorte que les composantes de vibrations à la fréquence maximum soient bien reproduites en amplitude et *en phase* (on pense assez rarement à ce dernier point). Il faut en outre que l'admission d'entrée de l'amplificateur soit suffisante pour que le premier tube ne soit jamais saturé par la tension fournie par le capteur, et c'est là un point important qu'il conviendra de toujours vérifier soigneusement.

Les capteurs utilisant des phénomènes d'induction fournissent en général leur tension de sortie sous une impédance assez basse, ce qui est intéressant, car on peut envoyer cette tension à grande distance sans quelle risque d'être perturbée par les champs électriques ou magnétiques parasites, ni par les pertes éventuelles du câble de liaison.

Par contre, si le capteur utilise un cristal piézoélectrique, dont la tension de sortie est délivrée à très haute impédance, il est prudent de prévoir un étage d'adaptation entre la sortie du capteur et l'amplificateur, surtout si ce dernier est éloigné; on utilisera dans ce cas un tube à liaison cathodique placé aussi près que possible du capteur.

Si l'on doit passer d'une accélération à une vitesse, ou d'une vitesse à une position, il faut utiliser un intégrateur; celui de Miller permet une intégration assez précise avec un montage assez simple. Nous renvoyons également nos lecteurs au chapitre X pour le calcul des éléments de ce montage et des limites de ses possibilités.

Si l'on veut réaliser le passage inverse, c'est-à-dire effectuer une dérivation pour obtenir une vitesse à partir d'une position, ou une accélération à partir d'une vitesse, le seul moyen est l'utilisation du simple circuit dérivateur (qui, cette fois, mérite en toute rigueur l'appellation *circuit*). On se borne à appliquer les tensions à dériver à une liaison par résistance et condensateur dont la constante de temps soit très faible par rapport à

la plus faible période des tensions à transformer. L'atténuation d'un tel circuit pouvant être très grande, surtout aux fréquences basses, il peut être nécessaire de le faire suivre d'un étage amplificateur à grand gain, surtout si l'on tient compte du fait que la dérivation est d'autant plus précise que la tension de sortie est plus faible.

Il convient toutefois de ne pas oublier que la tension que l'on veut dériver provient d'un capteur de mouvement, elle a donc une réalité physique, de même que sa dérivée, et les problèmes sont plus simples à résoudre que pour la dérivation d'une tension représentant une fonction mathématique abstraite. Par exemple, la vitesse d'un corps peut présenter des variations rapides, mais jamais la courbe de la vitesse en fonction du temps ne se traduira par une succession de parties horizontales reliées par des parties verticales, comme les signaux rectangulaires, car cela représenterait des accélérations infinies.

Dans tous les cas où l'on utilise des capteurs de vibrations, il est essentiel de vérifier que l'amplificateur associé à ces capteurs ne présente pas de sensibilité gênante aux vibrations. Pour cela, il faut placer à l'entrée de l'amplificateur une résistance égale à l'impédance moyenne du capteur prévu, puis vérifier que la tension de sortie provenant de l'amplificateur est nulle quand la pièce vibrante est en mouvement. Si une tension apparaissait à la sortie de l'amplificateur, cela prouverait que les premiers tubes de celui-ci ou éventuellement les circuits qui les équipent sont microphoniques; et on y remédierait par un choix plus approprié du tube d'entrée ou du suivant, et par un mode de réalisation du câblage qui soit plus indifférent aux accélérations.

CHAPITRE VII

Capteurs sensibles à des actions chimiques

Dans de nombreuses préparations industrielles ou de laboratoire, il est important de pouvoir contrôler certaines propriétés chimiques d'une substance, en particulier son pouvoir oxydant et son acidité. Nous nous limiterons au cas des solutions aqueuses, où les réactions d'oxydation et de formation de sels sont étroitement liées à des phénomènes électriques.

Définissons d'abord les grandeurs que nous voulons mesurer et qui nous permettront de caractériser l'acidité et le pouvoir oxydant d'une solution.

On sait que, dans l'eau, les molécules H_2O sont dissociées dans une très faible proportion en ions hydrogène (H^+) positifs et en ions oxhydrile (OH^-) négatifs. La loi d'action de masse nous permet de prévoir que le produit des concentrations des ions H^+ (que nous noterons : $|H^+|$) et des ions OH^- (que nous noterons : $|OH^-|$) est constant :

$$|H^+| . |OH^-| = \text{constante}.$$

Nous compterons ces concentrations en ions-grammes par litre, sachant qu'un ion-gramme H^+, s'il était privé de sa charge positive et transformé intégralement en gaz hydrogène normal (H_2) donnerait exactement 1 gramme de ce gaz.

Si l'on compte ainsi les concentrations en ions-gramme, on peut mesurer la valeur de la constante : pour de l'eau pure à la température de 15 °C, elle est voisine de 10^{-14} :

$$|H^+| \ |OH^-| = 10^{-14}.$$

S'il s'agit d'eau rigoureusement pure, il y a évidemment autant d'ions H^+ que d'ions OH^- ; leur concentration est donc égale à :

$$|H^+| = |OH^-| = 10^{-7}.$$

Comme on le voit, il y a très peu d'ions dans l'eau pure. Mais l'introduction dans cette eau de certains corps peut modifier cette quantité, tout

en respectant toujours la loi d'action de masse. Par exemple, une quantité même très faible d'acide chlorhydrique introduite dans l'eau fait énormément augmenter la concentration d'ions H^+, faisant par conséquent baisser celle des ions OH^-.

La concentration des ions H^+ dans une solution aqueuse est en général différente de 10^{-7}. On désigne sous le nom de *pH* d'une solution le logarithme décimal, changé de signe, de la concentration des ions hydrogènes [100]. Autrement dit, si le pH d'une solution est n, cela veut dire que la concentration des ions H^+ dans cette solution est 10^{-n}, d'où il résulte que la concentration des ions OH^- est 10^{n-14}. Ainsi, le pH de l'eau pure est égal à 7, le pH d'une solution *acide*, contenant plus d'ions H^+ que l'eau pure est inférieur à 7, et celui d'une solution *basique* est supérieur à 7. Les valeurs de pH des solutions s'étagent entre des valeurs faiblement négatives (entre 0 et -1) pour des solutions très acides et des valeurs légèrement supérieures à 14 pour des solutions très basiques.

Venons-en à l'oxydation. L'étude des réactions d'oxydation et de réduction en solution aqueuse montre que l'on doit considérer comme oxydation d'un corps toute augmentation de la valence positive de ce corps, comme par exemple la transformation des sels ferreux (ions Fe^{++}) en sels ferriques (ions Fe^{+++}). Autrement dit, un ion est *oxydé* quand il perd des électrons, il est *réduit* quand il en gagne.

Si l'on mélange par exemple, une solution de sels ferreux et une solution de sels ferriques, on a simultanément dans le liquide des ions Fe^{++} et des ions Fe^{+++} ; ce mélange est dit *oxydo-réducteur*. En effet, il est capable d'oxyder certains corps (dans ce cas, les ions Fe^{+++} cèderont une de leurs charges positives en devenant des ions Fe^{++}) ou d'en réduire d'autres (ce seront alors des ions Fe^{++} dont la valence positive augmentera en devenant des ions Fe^{+++}).

On peut établir une classification par *force* des mélanges oxydo-réducteurs, les plus forts oxydant intégralement les plus faibles. C'est ainsi qu'une solution oxydo-réductrice contenant des ions cérium tétravalents Ce^{4+} et des trivalents Ce^{+++} oxydera entièrement notre solution oxydo-réductrice ferro-ferrique. Par contre, cette dernière oxydera entièrement une solution contenant des ions étain bivalents Sn^{++} et des ions tétravalents Sn^{4+}.

Pour rendre cette classification plus précise, on définit le *potentiel d'oxydo-réduction* qui caractérise l'aptitude d'un système oxydo-réducteur à capter ou à fournir des électrons à un autre système [101]. Ce potentiel est celui que prend une électrode inattaquable plongée dans la solution, compté par rapport à celui de la solution.

Le potentiel d'oxydo-réduction d'un système est fonction du rapport des concentrations de la forme oxydante et de la forme réductrice, mais il varie en fait assez peu tant que ce rapport ne s'éloigne pas trop de l'unité. Ainsi, le potentiel d'oxydo-réduction de la solution Fe^{++}/Fe^{+++} dont nous avons parlé plus haut est de 0,71 V quand la concentration des ions ferreux est égale à celle des ions ferriques, mais, quand ces concentrations sont dans un rapport de 10, ce potentiel ne varie que de 0,06 V, et il ne passe à 0,83 V que pour une concentration d'ions Fe^{+++} cent fois supérieure à celle des ions Fe^{++}.

Ces données de base étant définies, nous allons examiner les capteurs

sensibles au pH et au potentiel d'oxydo-réduction des solutions, puis les moyens de les utiliser, enfin leurs possibilités d'emploi.

A. — Capteurs sensibles au pH d'une solution

Nous citerons d'abord la possibilité d'utilisation des indicateurs colorés [102] : ce sont des corps dont la couleur change suivant le pH de la solution dans laquelle on les dilue, comme le jaune d'alizarine, qui est jaune pour des pH inférieurs à 10 et violet pour des pH supérieurs à 12. L'utilisation d'un tel indicateur et d'un système à cellules sensible à la couleur permet de mesurer un pH, mais les difficultés sont diverses et la méthode est à déconseiller en général.

On préfère utiliser des électrodes spéciales dont la différence de potentiel avec la solution est fonction du pH de celle-ci [103 - 104]. Celle qui sert à l'étalonnage est l'électrode d'hydrogène, constituée par une lame de platine recouverte de noir de platine pulvérulent et sur laquelle on fait barboter de l'hydrogène. Le platine prend par rapport à la solution une différence de potentiel égale à — 0,06 pH. Cette électrode n'est pas utilisable si la solution contient des substances oxydantes ou réductrices, elle est quasi-inutilisable pratiquement.

L'électrode d'antimoine est un bâton d'antimoine qui trempe dans la solution : il prend un potentiel égal à A — 0,06 pH par rapport à cette solution, A étant une constante caractéristique [105]. Cette électrode est d'emploi facile, elle est peu résistante, mais elle a l'inconvénient de ne permettre les mesures que dans les milieux ne contenant pas de produits oxydants ou réducteurs, comme l'électrode d'hydrogène. Elle permet la mesure des pH compris entre 1 et 10. Beaucoup plus utilisable, l'électrode de verre est universellement employée. Elle est basée sur la constatation suivante : si deux solutions, dont les pH respectifs sont a et b, sont séparés par une paroi de verre mince relativement conducteur, il s'établit entre les deux solutions une différence de potentiel qui vaut A + 0,06 (a-b). Pour utiliser ce phénomène, on réalise un petit ballon en verre spécial, on le remplit d'une solution acide de titre connu (donc de pH déterminé) dans laquelle trempe un fil de platine qui prend par rapport à la solution un potentiel constant. Le petit ballon est immergé dans la solution de pH inconnu, et on mesure la différence de potentiel entre le fil de platine et la solution.

Cette électrode est parfaite, la mesure n'est pas influencée par la présence de produits oxydants ou réducteurs dans la solution à étudier; elle convient dans un domaine allant du pH 1 au pH 10 pour des verres classiques, ou même 12,5 à 13 pour certains verres très spéciaux.

L'inconvénient de l'électrode de verre est sa grande résistance, qui s'exprime en centaines de mégohms et nécessite l'emploi d'appareils de mesure d'une très grande impédance d'entrée. Si l'on veut diminuer la résistance de l'électrode, on la réalise avec des parois plus minces, mais on diminue de ce fait sa robustesse mécanique [106 - 107].

Nous avons vu que pour ces différentes électrodes, on mesurait la

différence de potentiel entre un conducteur donné et la solution, il faut donc une électrode pour prendre le potentiel de la solution, car on ne peut y plonger simplement un fil métallique. Une telle électrode s'appelle *électrode de référence* et nous en donnerons la description à propos de la mesure du potentiel d'oxydo-réduction.

B. — Capteurs sensibles au potentiel d'oxydo-réduction d'une solution

Nous avons vu, à propos de la définition de ce potentiel qu'il se mesurait en évaluant la différence de potentiel entre la solution et une électrode inattaquable. Pour cette dernière, on peut utiliser un fil d'argent dans certains cas, un fil d'or poli dans presque tous les cas, ou un fil de platine. Elle est donc d'une réalisation extrêmement simple.

Il reste à évaluer le potentiel de la solution, ce qui ne peut se faire en y plongeant un fil métallique. L'électrode de référence qui permet cette évaluation est, le plus souvent, une électrode dite *au calomel*. Elle est constituée de la façon suivante (fig. 44) :

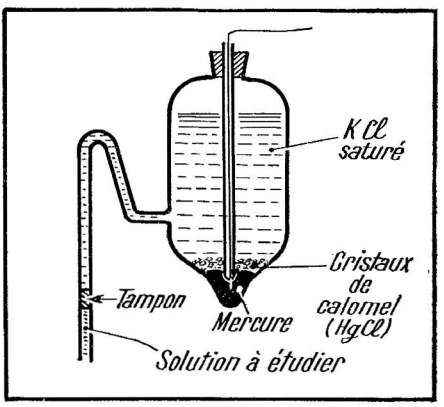


Fig. 44. — Electrode de référence pour les mesures électrochimiques, établissant un contact entre la solution et un fil de platine par une chaîne KCl - HgCl - Hg.

La solution à étudier communique avec une solution saturée de chlorure de potassium, leur mélange étant évité dans la mesure du possible par un tampon poreux situé entre elles. La solution de chlorure de potassium se continue par une solution saturée de chlorure mercureux (calomel) dans le chlorure de potassium, puis par du chlorure mercureux solide, puis par du mercure liquide, dans lequel trempe un fil métallique. On a vérifié que le potentiel de ce fil présente une différence constante avec le potentiel de la solution dans laquelle est immergée l'extrémité du tube contenant la solution de chlorure de potassium.

On réalise maintenant des électrodes au calomel très pratiques, dans lesquelles la communication entre la solution à étudier et le chlorure de potassium de l'électrode se fait à travers un conduit capillaire rempli

de verre poreux; les liquides de l'électrode sont immobilisés. Elles se présentent sous la forme de petits cylindres que l'on immerge dans la solution à étudier [106 - 107]. C'est l'électrode au calomel que l'on utilise pour les mesures de pH, conjointement à une électrode de verre.

C. — Circuits utilisés pour les mesures électrochimiques

La mesure du potentiel d'oxydo-réduction ne présente aucune difficulté; elle se ramène à la mesure de la différence de potentiel entre le fil de l'électrode au calomel et le fil de platine immergé dans la solution à étudier.

En général, les tensions à mesurer varient de — 0,5 V à + 2 V, et l'ensemble de la solution et des deux électrodes se comporte comme une source de résistance interne relativement faible. La résistance peut augmenter dans le cas de l'utilisation des électrodes au calomel perfectionnées dont nous avons parlé plus haut, mais elle reste toujours inférieure à 100 kΩ. Avec les électrodes plus classiques, elle peut tomber à quelques dizaines d'ohms.

Par contre, pour le pH le problème est tout autre si l'on utilise l'électrode de verre. Des résistances de plusieurs centaines de mégohms sont courantes, on atteint même le millier de mégohms (assez rarement, les électrodes de verre ayant été grandement perfectionnées ces temps derniers). L'appareil associé à ces électrodes est donc un véritable électromètre; de plus son échelle est petite, car la variation de pH de 10 unités ne représente qu'une variation de tension de 0,6 V et, si l'on veut lire le dixième d'unité de pH (ce qui n'a rien d'exceptionnel), il faut que l'électromètre soit précis à 6 millivolts près. Il doit donc associer une résistance d'entrée de plusieurs centaines de milliers de mégohms et une dérive de zéro et d'étalonnage de quelques millivolts.

La technique des voltmètres électroniques à haute résistance d'entrée a fait fort heureusement, depuis quelques années de grands progrès, et le système connu sous le nom de *montage Scroggie*, du nom de son inventeur, permet de réaliser un voltmètre dont l'impédance d'entrée se chiffre en millions de mégohms et la dérive d'entrée en fractions de millivolt [108]. Le schéma d'un tel montage est indiqué sur la figure 45. On voit que l'appareil de mesure, un voltmètre à cadre ordinaire, est placé entre les cathodes de deux étages à liaison cathodique, les tubes d'entrée réalisant un amplificateur symétrique à contre-réaction totale. En fait, ce montage est un adaptateur d'impédance qui, associé à un voltmètre à cadre ordinaire, le transforme en un voltmètre électronique à hautes performances. Le montage de M. SCROGGIE a encore été perfectionné par M. POULLAIN qui l'a notablement amélioré [109].

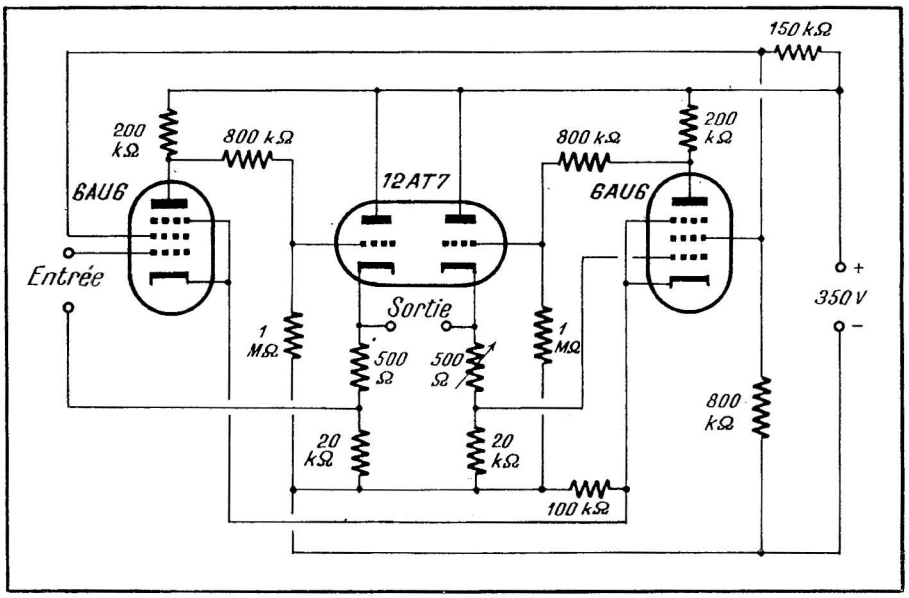


Fig. 45. — Le montage adaptateur d'impédance de **Scroggie,** permettant la mesure des tensions avec une consommation quasi-nulle.

D. — Possibilités d'emploi des capteurs électrochimiques

Ces capteurs sont extrêmement utilisés dans l'industrie. En effet, les propriétés d'un produit sont souvent liées à son pH ou à son potentiel d'oxydo-réduction, et le succès d'une opération de chimie industrielle dépend souvent de la précision avec laquelle ces caractéristiques ont été maintenues pendant une transformation.

D'autre part, la fin de beaucoup de réactions chimiques, en particulier de dosages, s'accompagne d'une variation brusque du pH ou du potentiel d'oxydo-réduction.

DEUXIÈME PARTIE

RÉALISATION DE LA PARTIE ÉLECTRONIQUE

La plupart des appareils électroniques sont composés de trois parties : le capteur, ou organe sensoriel qui perçoit le phénomène à déceler et le transforme en grandeur électrique ; la partie électronique proprement dite, qui transforme le signal fourni par le capteur, et le restituteur qui utilise le signal transformé pour donner une indication ou exécuter une action définie.

C'est la réalisation de la partie « transformateur » que nous allons examiner maintenant, en donnant au terme « transformateur » un sens beaucoup plus général qu'en électrotechnique.

Cette partie est constituée d'un certain nombre de montages de base que l'on appelle souvent « circuits ». Ayant déjà étudié ces circuits dans un autre ouvrage [1], nous ne reviendrons pas sur le principe de leur fonctionnement. Ces montages constituent en quelque sorte les éléments à partir desquels on peut construire un ensemble, et notre but est de décrire leur mode d'assemblage,

Il ne s'agit pas, bien entendu, de montages dont on peut trouver les valeurs toutes calculées dans un recueil. En parlant de ces montages élémentaires, nous avons donné quelques exemples de réalisation, mais il ne conviendrait pas de s'en tenir aveuglément aux valeurs que nous avons indiquées, car il est toujours préférable de les considérer comme des ordres de grandeur, utiles pour celui qui aborde l'étude de ces montages, mais qui gagnent à être remplacées par des valeurs déterminées en fonction des exigences précises de l'utilisateur.

Nous indiquerons donc comment on calcule les valeurs des résistances, condensateurs, inductances... etc. incorporés dans les montages. Ces calculs sont en général très simples, surtout si l'on sait utiliser en toute connaissance de cause les lois et les théorèmes qui permettent de les rendre plus clairs.

Avant de calculer les éléments qui sont intégrés à un montage, il faut savoir ce que l'on peut attendre des pièces détachées classiques. C'est pourquoi nous les passerons en revue pour examiner ce que l'on est en droit d'exiger d'elles, ce qu'il faut faire, ce que l'on doit éviter, ce que l'on doit proscrire formellement. Ces conditions

sont très importantes, car elles déterminent une qualité essentielle de l'appareil électronique : la sécurité de fonctionnement (faute d'une traduction plus adéquate du terme anglais : reliability).

Pour terminer cette partie, nous donnerons quelques renseignements sur des réalisations citées à titre d'exemple, choisies intentionnellement dans des domaines très variés, et qui permettront de mieux saisir les règles ayant présidé à l'élaboration des schémas de ces ensembles. Dans ces exemples, nous nous limiterons aux parties électroniques proprement dites, ou presque, réservant pour un autre chapitre les exemples d'appareils complets décrits en détail et dans lesquels la technologie de construction joue un rôle important.

CHAPITRE VIII

Règles d'assemblage des circuits élémentaires

La partie électronique d'un appareil comprend un certain nombre de montages élémentaires, agissant les uns sur les autres, et il importe de prévoir chacun des circuits en fonction de sa liaison avec les autres. Autrement dit, chaque circuit doit agir sur un ou plusieurs autres, aussi efficacement que possible, mais il ne doit pas exister d'actions parasites, introduisant des couplages indésirables susceptibles de gêner ou même d'empêcher le fonctionnement de l'appareil.

C'est ainsi que, par exemple, pour réaliser un oscilloscope à hautes performances, il ne suffit pas de réunir dans une même enceinte un tube cathodique, une alimentation, plusieurs amplificateurs à large bande, une base de temps et un commutateur électronique. Il sera nécessaire de vérifier que la résistance interne de l'alimentation est suffisamment basse pour que la base de temps ne réagisse pas sur les amplificateurs; que le ronflement résiduel ne risque pas de synchroniser la base de temps quand cette dernière oscille à une fréquence voisine de celle du réseau; que le fonctionnement du commutateur électronique ne sature par les amplificateurs lors de l'examen de phénomènes transitoires, etc...

En résumé, il faudra soigner deux aspects de la question : les *couplages*, pour leur donner le maximum d'efficacité, et les *découplages* pour éliminer les actions parasites.

A. — Les couplages

Dire qu'un montage *A* est couplé à un montage *B*, c'est dire que l'état de *A* influence celui de *B*; c'est ce que l'on représente sur les schémas-blocs par les lignes joignant les rectangles représentant ces montages. Si des flèches figurent sur ces lignes, c'est qu'il s'agit de couplages non récipro-

ques, ce qui est souvent le cas : *A* doit agir sur *B*, mais *B* ne doit pas agir sur *A*.

S'il existe un couplage de *B* vers *A*, cela peut provenir d'une réaction, soit par l'intermédiaire d'éléments autres que ceux servant à coupler *B* à *A*, soit par la voie de liaison normale de *A* vers *B*.

Le premier type de réaction s'élimine grâce à la technique du découplage, que nous examinerons plus loin, le deuxième en choisissant un mode de couplage unidirectionnel.

Soit par exemple l'étage de sortie d'un amplificateur de puissance en classe B ou AB 2 : cet étage consommant pour son excitation une puissance, et cette consommation étant fonction du courant anodique de l'étage final, elle réagira sur l'étage d'attaque par la voie même du couplage entre ces étages. On ne pourra éliminer cette réaction qu'en interposant entre l'étage d'attaque et l'étage final un étage supplémentaire, de préférence à liaison cathodique, qui servira de séparateur et fournira sur sa cathode la puissance nécessaire à l'étage final, sans en emprunter sur sa grille à l'étage d'attaque.

Toujours dans le même amplificateur, il peut exister un autre couplage parasite entre l'étage final et l'étage d'attaque : celui créé par une alimentation commune, par exemple. Une étude du découplage permettra d'éliminer cette réaction.

La première règle à observer quand on veut coupler correctement un montage *A* à un montage *B* est l'adaptation des impédances. Certes, il est des cas où cette nécessité saute aux yeux, et nos lecteurs ne songeront certainement jamais à commander la grille d'une triode de forte puissance par l'anode d'un tube subminiature chargée par une résistance de 10 MΩ. Mais il arrive que cette inadaptation d'impédance soit plus cachée.

Supposons par exemple que nous veuillions *dériver* le courant d'une cellule photoélectrique, pour obtenir une impulsion positive au moment où le flux lumineux reçu par celle-ci augmente brusquement, et une impulsion négative lors des diminutions brutales de ce flux.

Nous avons vérifié, au préalable, que le flux en question faisait passer dans la cellule un courant de 2 µA; nous aurons donc une tension de 20 V aux bornes de la résistance de 10 MΩ représentée sur la figure 46. Appli-

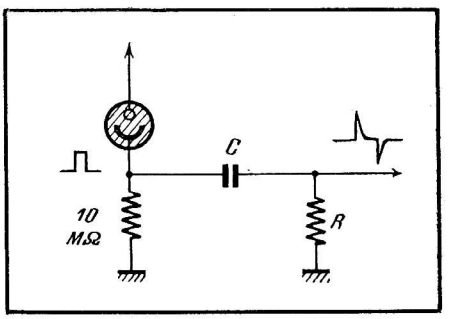


Fig. 46. — Un montage simple, mais inutilisable pour la dérivation de la tension d'une cellule.

quons cette tension à un circuit dérivateur R-C comme le représente la figure et le résultat doit être obtenu. C'est tout au moins ce que l'on pense avant de faire l'essai, après quoi on est d'un avis très différent.

En effet, supposons que nous ayons voulu que la constante de temps RC

soit de 0,001 seconde. Pourrons-nous la réaliser avec C = 1 nF (10^{-9} F = 1000 pF) et R = 1 MΩ ? Certainement pas car, pendant la variation du courant photoélectrique, la charge de la cellule ne sera plus 10 MΩ, mais de 10 MΩ en parallèle avec 1 MΩ, soit environ 0,9 MΩ et la tension s'effondrera. Avec 100 pF et 10 MΩ il y aura amélioration, mais la valeur de 10 MΩ est trop forte pour le tube suivant, qui n'admet pas sur sa grille des résistances supérieures au mégohm.

Le problème semble insoluble, tout simplement parce que nous avons voulu appliquer la tension de sortie de la cellule, fournie à très haute impédance, à un circuit dérivateur, dont l'impédance est en général relativement basse. La solution consiste à utiliser entre la cellule et le circuit dérivateur un étage adaptateur d'impédances. C'est ce que l'on doit faire chaque fois que l'impédance de sortie d'un montage est élevée et que l'impédance d'entrée du montage à commander par le premier est faible. L'étage à liaison cathodique représenté sur la figure 47 résoudra le problème de la dérivation des flux lumineux car, avec les valeurs représentées, l'impédance de sortie de l'étage est de l'ordre de 600 Ω; cette dernière se prête parfai-

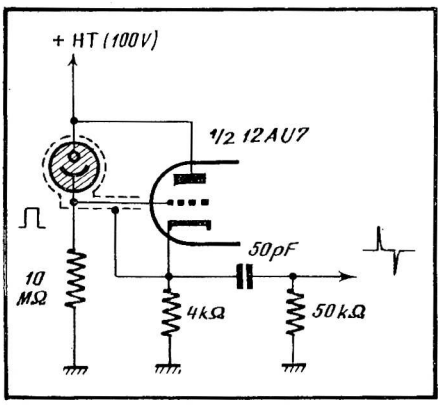


Fig. 47. — Après un étage à liaison cathodique, la dérivation devient parfaitement possible

tement à l'emploi d'un circuit dérivateur d'impédance relativement basse, de l'ordre de 50 kΩ. De plus, on a profité de la présence du tube à liaison cathodique pour en relier la cathode à un blindage entourant la cellule (sauf un petit trou pour laisser passer la lumière) et à la gaine du coaxial reliant la cathode de la cellule à la grille de l'étage. Les capacités parasites sont ainsi fortement diminuées, et le signal apparaissant sur la cathode de la cellule lors des variations brusques de flux lumineux est à flancs plus raides et par conséquent se prête mieux à la dérivation.

Donc, toutes les fois que cela sera nécessaire, on utilisera un adaptateur d'impédances entre un montage et un autre. Cet adaptateur n'est pas forcément un étage à liaison cathodique. Il peut s'agir d'un transformateur, tel que celui employé pour coupler le collecteur d'un transistor à l'émetteur ou à la base du transistor suivant dans la chaîne.

Il y a même des cas où l'adaptation d'impédance résulte d'un simple branchement adéquat. Prenons par exemple le cas d'un tube écrêteur produisant des signaux carrés. Nous avons utilisé une penthode fonctionnant entre le « cut-off » et le coude de la caractéristique anodique selon la

figure 29. Pour arriver à ce résultat, il a fallu que nous adoptions une résistance anodique de 100 kΩ. Nous voulons dériver les signaux rectangulaires apparaissant sur l'anode, pour déclencher un « Eccles-Jordan » sur ses anodes par deux diodes. Les résistances anodiques de l'Eccles-Jordan valent 20 kΩ.

On ne peut envisager de relier l'anode du tube écrêteur aux cathodes des diodes de déclenchement, comme l'indique la figure 48 *a*, car la commande de synchronisation de l'Eccles-Jordan a une impédance trop basse (20 kΩ) par rapport à l'impédance de sortie de la penthode écrêteuse

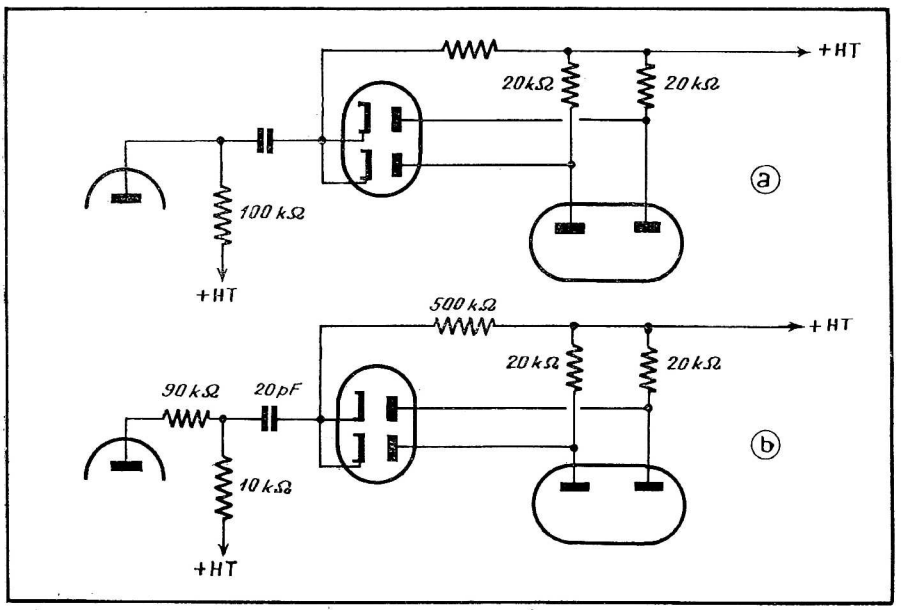


Fig. 48. — Pour le déclenchement d'un Eccles-Jordan, la solution (**b**) est préférable à la solution (**a**).

(environ 100 kΩ) et il est très probable que l'Eccles-Jordan ne déclenchera pas ou que son fonctionnement sera gêné par le signal du tube écrêteur. Mais ce signal étant probablement de grande amplitude, il sera possible de n'en utiliser qu'une partie et l'on obtiendra celle-ci aux bornes d'une impédance plus basse. Dans le schéma de la figure 48 *b*, nous avons supposé qu'un dixième seulement du signal était suffisant pour déclencher l'Eccles-Jordan, ce qui est vraisemblable. Dans ce cas, le montage indiqué par la figure 48 *b* donnera sans doute un fonctionnement bien plus régulier que celui de la figure 48 *a*.

Evidemment, l'adaptation d'impédance par prise intermédiaire sur la résistance d'anode n'est pas une solution parfaite car on ne réduit l'impédance que de n fois en divisant la tension de sortie par n. Un transformateur, qui adapte mieux l'énergie, permet de ne réduire la tension que $\sqrt{n}$ fois en réduisant l'impédance dans le rapport n; mais il est nombre de cas où le transformateur est inutilisable; et de plus, notre solution a l'avantage de la simplicité.

Quand on agit sur un montage comportant un tube, on peut être obligé de l'attaquer par une électrode active ou par une électrode que nous appellerons « inactive ». Bien entendu, toutes les électrodes du tube sont utilisées dans le fonctionnement du montage, mais il peut se faire que l'une d'entre elles ne le soit pas directement : c'est cette électrode que nous appellerons « inactive ». Un exemple permettra de comprendre ce dont il s'agit.

Soit un univibrateur à couplage cathodique classique (fig. 49) : nous pouvons le déclencher par n'importe laquelle des électrodes des deux triodes qui le constituent. Mais, si nous le déclenchons par une impulsion négative appliquée à l'anode de V_1, par exemple, nous constaterons une forte réaction du montage sur celui qui le commande. En effet, lorsque l'univibrateur est déclenché, il bascule, et le potentiel de l'anode de V_1 descend brusquement. Par exemple, on a appliqué à cette anode une impulsion négative de 10 V et, sous l'effet de cette impulsion, l'univibrateur a basculé et l'anode de V_1 voit son potentiel s'abaisser de plus de 100 V. En plus de cette variation lors du déclenchement, il ne faut pas oublier la remontée de potentiel de l'anode de V_1 lors du rebasculement de l'univibrateur.

Par contre, supposons que la grille de V_1 soit reliée à la masse à travers une résistance, et non directement comme sur la figure 49 : le fonctionnement de l'univibrateur n'est pas modifié et nous pouvons le déclencher en appliquant une impulsion positive à cette grille. Cette fois, l'univibrateur basculera de la même façon, mais il présentera une différence fondamentale avec le premier mode de déclenchement : il n'y aura aucune réaction de l'univibrateur sur le montage qui le déclenche. En effet, la grille de V_1 n'est attaquée par aucun signal dans le montage de la figure 49, puisque le tube V_1 est commandé par la cathode. On demande uniquement à la grille de V_1 de demeurer à un potentiel fixe, que l'univibrateur fonctionne ou non. Cette grille est exactement ce que nous appelons une électrode « inactive ». Certes, nous ne voulons pas dire par là que cette grille ne joue aucun rôle dans le fonctionnement de l'univibrateur : si nous modifions son potentiel pendant le fonctionnement ou après, nous pertuberons gravement l'univibrateur. Mais aucune variation de tension ne se produira sur cette électrode durant le fonctionnement de l'univibrateur.

Remarquons qu'il n'en est ainsi que parce qu'aucun courant grille ne se produit dans le tube V_1; il y a des montages où une électrode d'un tube peut sembler inactive au sens ou nous l'entendons, mais sans l'être en réalité du fait d'un courant de grille imprévu. Par exemple, dans le trigger de Schmitt de la figure 50, alimenté par deux sources de haute tension, une positive (HT 1) pour les anodes, l'autre négative (HT 2) pour les cathodes et le retour du pont alimentant la grille de V_2, il se peut que, lorsqu'on rend la grille de V_1 positive, les cathodes des deux tubes descendent à un potentiel inférieur à celui de cette grille, et il en résultera un courant grille dans le tube V_1. Le potentiel de cette grille aura donc tendance à baisser, et cette électrode ne sera pas inactive au sens que nous donnons à ce mot.

Quand on a réalisé un montage comportant une telle électrode inactive, on a presque toujours intérêt à le commander par cette électrode; en

opérant ainsi, on a le plus de chances de minimiser la réaction du montage sur celui qui le déclenche par la voie même qui sert à le déclencher.

Les règles fondamentales de liaison entre un montage *A* et un montage *B* que l'on désire actionner sont donc les suivantes :

1) L'impédance de sortie de *A* doit être suffisamment basse pour que l'impédance d'entrée de *B* ne vienne pas perturber le fonctionnement de *A* ;

2) Il est toujours préférable d'attaquer *B* sur une électrode inactive.

Il faut en outre observer certaines règles, plus intuitives, telles que l'adaptation de la tension de sortie de *A* à la sensibilité d'entrée de *B*, et l'élimination des signaux parasites présents éventuellement à la sortie de *A* et susceptible de perturber le fonctionnement de *B*.

La première règle découle du bon sens. Si, par exemple, un multivibrateur donné requiert des impulsions de 10 V minimum pour être

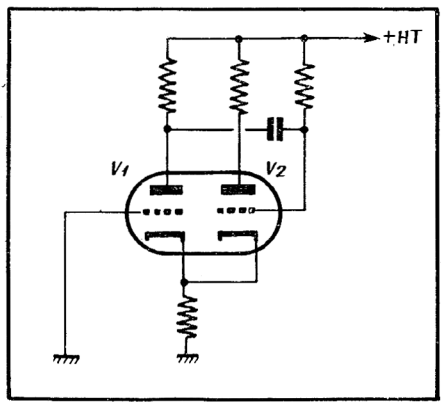


Fig. 49. — Univibrateur à couplage cathodique classique . l'électrode la plus indiquée pour le déclencher est la grille de V_1.

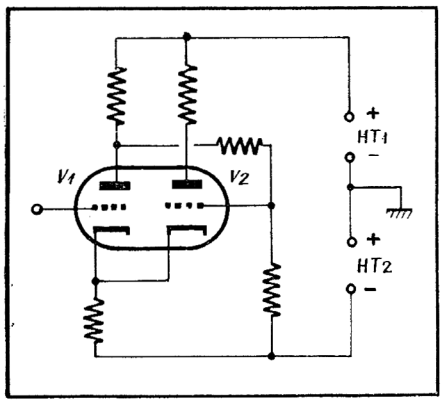


Fig. 50. — Dans ce trigger de Schmitt, suivant la valeur des éléments, la grille peut débiter ou non pendant l'un des états.

correctement synchronisé, nous vérifierons que les impulsions de synchronisation que nous voulons lui appliquer sont supérieures à 10 V mais sans excès, pour être certains que nous synchroniserons notre multivibrateur sans perturber son fonctionnement.

La seconde règle est d'application plus difficile. Il faut d'abord connaître très exactement tous les signaux qui sont susceptibles de perturber le fonctionnement du montage *B*, puis vérifier que nul signal de cette espèce n'est présent, à titre de parasite, dans le signal de sortie de *A*.

Supposons, par exemple, que nous désirions déclencher un univibrateur par le signal obtenu en dérivant la tension de sortie d'une cellule photoélectrique, et que nous veuillions que cet univibrateur soit déclenché uniquement lors des augmentations brusques du flux lumineux reçu par la cellule. Nous commencerons par utiliser le montage de la figure 47 afin de dériver convenablement la tension de sortie de la cellule. Ce montage nous donnant à la sortie des tops positifs lors des augmentations du flux reçu par la cellule, et des tops négatifs lors des diminutions, il faudra donc utiliser un univibrateur qui soit déclenché par les tops positifs.

Celui de la figure 49 s'impose à notre esprit car il peut être déclenché par des tops positifs sur la grille de V_1. Nous relierons donc la sortie du montage de la figure 47 à la grille de V_1 dans le montage de la figure 49 (en supprimant évidemment la connexion qui, dans cette dernière figure, relie cette grille à la masse). Les règles énoncées plus haut sont satisfaites : l'impédance de sortie du montage de la figure 47 est très faible, et nous attaquons l'univibrateur sur une électrode inactive. Le choix judicieux de la résistance de charge de la cellule nous permettra de respecter la loi de l'adaptation des tensions, car nous ferons en sorte que la tension positive apparaissant après le circuit dérivateur lors de l'augmentation du flux lumineux reçu par la cellule soit exactement celle nécessaire pour déclencher convenablement l'univibrateur.

Il reste la dernière règle : l'élimination de signaux parasites susceptibles de perturber le fonctionnement de l'univibrateur.

Examinons d'abord quels sont ces signaux. Il y a essentiellement :

— Une variation du potentiel continu de la grille de V_1, qui aurait pour effet de modifier la période de l'univibrateur;

— Une impulsion négative survenant pendant que l'univibrateur est basculé, qui aurait pour effet de le faire rebasculer prématurément;

— Une impulsion positive survenant trop tôt après un fonctionnement de l'univibrateur, avant que celui-ci ait pu revenir entièrement à son état de repos, ce qui aurait pour effet de le faire fonctionner anormalement (en général avec une période trop courte).

Pour le premier type de signal, rien n'est à craindre, car le circuit dérivateur ne transmet pas la composante continue : le potentiel moyen de la grille de V_1 restera donc nul. Par contre, une impulsion négative peut parfaitement être appliquée à la grille de V_1 à n'importe quel moment car une telle impulsion se produit chaque fois que le flux lumineux reçu par la cellule baisse brusquement. Notre univibrateur basculera correctement lors de l'augmentation du flux lumineux, mais rebasculera prématurément lors de la diminution de ce flux, si celle-ci se produit pendant la période de l'univibrateur. Il y a donc là une possibilité de signal parasite et il faut l'éliminer.

Heureusement, la solution est simple : une diode, shuntant la résistance de 50 kΩ dans le montage de la figure 47 et dont l'anode est à la masse, élimine parfaitement les impulsions négatives éventuelles. Il faut cependant faire attention à ce que la présence de cette diode ne provoque pas une variation de la composante continue du potentiel de grille; c'est ce qui se passerait en particulier si la cellule recevait un flux lumineux modulé à fréquence rapide. La composante alternative de la tension de sortie de cellule, détectée par la diode, provoquerait l'apparition d'une composante continue de tension sur la grille de commande de l'univibrateur.

Ces inconvénients peuvent être pratiquement éliminés par l'utilisation du montage de la figure 51. Nous y voyons le circuit dérivateur C_1 R_1 après l'étage à liaison cathodique, comme sur le schéma de la figure 47, mais ici nous avons placé une résistance R_2 entre une source de potentiel — B et le point commun de C_1 et R_1. Le potentiel — B est fortement négatif, de l'ordre de 100 V ou bien davantage, et la résistance R_2 vaut près de cent fois R_1. Comme nous le verrons plus loin (chapitre X, page 151) à propos du théorème de Thévenin, cette disposition revient à ramener la résistance

R_1 à un point de potentiel négatif de l'ordre de 1 V. Le potentiel moyen de la cathode de la diode étant nul, on est sûr que ce tube sera parfaitement bloqué et coupera intégralement les impulsions négatives. Les impulsions positives passeront, par contre, très bien à travers la diode, diminuées de 1 V en amplitude en raison de la polarisation négative de l'anode. La liaison par résistance et condensateur C_2 - R_4 arrêtera l'éventuelle composante continue qui proviendrait du potentiel de contact de la diode ou de la détection d'une composante alternative du flux lumineux modulé. Le type de liaison de la figure 51 élimine donc parfaitement les impulsions négatives parasites, sans introduire de défauts dans le montage.

Mais il reste le troisième type de signal parasite : une impulsion positive survenant trop peu de temps après un fonctionnement de l'univibrateur.

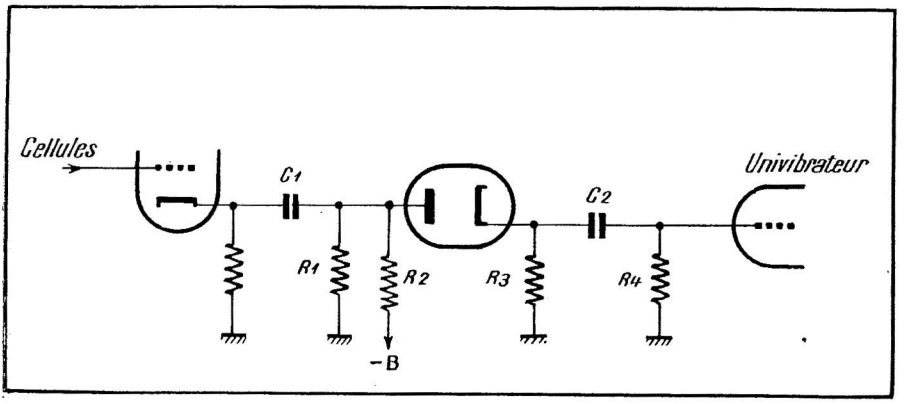


Fig. 51. — La diode légèrement polarisée coupera le signal négatif correspondant au front arrière du signal de cellule, évitant un rebasculement prématuré de l'univibrateur.

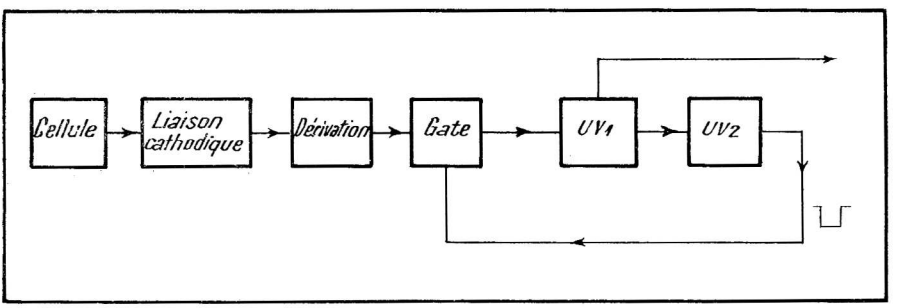


Fig. 52. — Schéma-bloc d'un ensemble rendant l'univibrateur insensible aux impulsions parasites pendant un certain temps après son rebasculement.

Dans ce cas, si l'on préfère que l'univibrateur ne fonctionne pas, plutôt que de fonctionner mal, il n'existe qu'un moyen : supprimer ce signal parasite par un « gate » situé sur la liaison et qui reste fermé pendant un certain temps après chaque rebasculement de l'univibrateur. On aboutit alors au montage de la figure 52 qui est représenté sous forme de schéma-bloc. L'univibrateur UV_1 est précisément celui que doit commander la

cellule, tandis que UV_2, déclenché par le rebasculement de UV_1, fournit un signal négatif qui bloque le « gate » pendant un certain temps après ce rebasculement, permettant à UV_1 de revenir parfaitement à son état de repos sans recevoir de nouvelle impulsion de déclenchement pendant ce temps.

En résumé, chaque fois que l'on voudra faire agir un montage *A* sur un montage *B*, on vérifiera :

1) Que l'impédance de sortie de *A* est suffisamment basse;
2) Que le fonctionnement de *B* n'entraîne pas de réaction sur *A* (ce que l'on évite par exemple en appliquant le signal issu de *A* sur une électrode inactive de *B*);
3) Que la valeur de la tension fournie par *A* est bien celle qui convient à *B*;
4) Que le signal fourni par *A* ne contient pas de signaux parasites susceptibles de perturber le fonctionnement de *B*.

Nous insistons tout particulièrement sur la nécessité d'observer ces quatre règles pour assurer un couplage correct entre *A* et *B*. Ces précautions semblent souvent superflues, ces règles sont observées automatiquement parce que l'on suit des habitudes contractées lors de la réalisation des appareils classiques; mais il ne faut pas oublier qu'en électronique on peut avoir à réaliser des appareils très différents des types classiques, et, dans ce cas, les montages de base ne doivent pas être assemblés sans réflexion. Si l'on a le moindre doute, par exemple, sur l'absence de réaction du montage *B* sur le montage *A*, il faut ajouter entre *A* et *B* un étage séparateur, dont le meilleur type demeure l'étage à liaison cathodique. Dans un appareil complexe, de tels étages sont très nombreux.

B. — Les découplages

Nous avons dit au début de ce chapitre que l'action d'un montage de base sur un autre devait être uniquement celle que l'on a prévue, toute action parasite pouvant être préjudiciable au bon fonctionnement. En effet, dans un amplificateur classique, par exemple, chaque étage doit agir sur le suivant. Eventuellement, on fait agir un étage sur le précédent, le plus souvent sous forme d'une réaction négative, destinée à stabiliser le fonctionnement. Mais il faut soigneusement éviter qu'un couplage parasite indésirable s'établisse entre la sortie et l'entrée de l'amplificateur; les conséquences en sont bien connues de nos lecteurs, qui sont habitués à l'introduction dans les amplificateurs de multiples cellules de découplage destinées à éliminer pratiquement cette réaction.

Pour bien éviter ces couplages parasites, il faut en connaître les différents types. Il existe principalement :

1) Des couplages parasites dus à l'alimentation commune des tubes des différents montages;
2) Des couplages dus à l'effet du champ électrostatique;
3) Des couplages dus à l'effet du champ électromagnétique;
4) Des couplages indirects, par action mécanique par exemple.

Le premier type de couplage est bien connu : si on réalise un amplificateur B. F. terminé par un tube en classe A, dont le courant varie beaucoup en fonctionnement, la variation corrélative de la tension d'alimentation risque fort de provoquer un accrochage en raison de son effet sur les premiers étages de l'amplificateur.

Le second se produit quand un fil véhiculant des signaux de grande amplitude passe trop près d'un autre fil faisant partie d'un circuit de forte impédance.

Le troisième est, par exemple, celui qui cause l'accrochage de l'amplificateur d'un magnétophone lorsque le transformateur de sortie rayonne son flux parasite sur la tête de lecture.

Le quatrième type est celui qui provoque l'accrochage d'un récepteur de radiodiffusion par effet Larsen si les vibrations du haut-parleur agissent sur un tube microphonique ou sur un condensateur d'accord sensible aux ondes sonores.

Nous allons examiner successivement les moyens d'éliminer ces quatre sortes de couplages.

En général, dans un appareil électronique, il y a moins de redresseurs d'alimentation que de tubes. Souvent, il n'y en a même qu'un seul. Il y aura, dès lors, plusieurs circuits dont la source d'alimentation sera commune. Il importe, dans ce cas, de connaître la résistance interne de cette source, ou plus exactement son impédance interne, car ce renseignement nous sera indispensable pour déterminer le pourcentage de réaction créé par l'alimentation commune.

Pour une alimentation donnée, nous commencerons par tracer sa caractéristique en charge, c'est-à-dire la courbe de la figure 53 indiquant, pour chaque valeur du courant fourni par l'alimentation, la tension sous laquelle celle-ci fournit ce courant. Pour beaucoup de types d'alimentations,

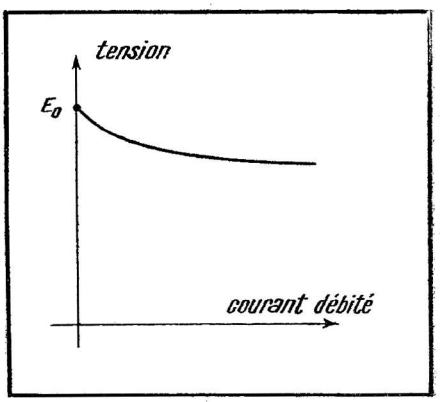


Fig. 53. — La caractéristique en charge (courbe tension/courant) de l'alimentation du montage doit être tracée si l'on veut savoir le degré de couplage parasite que cette alimentation apportera.

cette courbe présente l'aspect de celle qui est tracée à titre d'exemple sur la figure 53 : la tension diminue assez rapidement pour un faible débit (en partant de la tension à vide E_0), puis plus lentement quand le débit croît. Cette variation est même quelquefois énorme. Par exemple, pour une tension de 2 × 200 V redressée par un tube 6X4 avec filtrage par condensateur en tête, la tension à vide E_0 est de 283 V; elle tombe à 250 V pour

un débit de 10 mA et ensuite descend moins vite : par exemple entre 30 et 50 mA, la tension ne baisse que de 220 à 200 V.

Si l'on emploie un filtrage par inductance en tête, on constate une chute encore plus rapide de la tension pour les débits très faibles, mais la variation est beaucoup plus réduite ensuite.

Pour chaque valeur du courant débité, l'alimentation possède une certaine résistance interne, que l'on peut définir comme la dérivée de la tension v par rapport au courant i :

$$R_i = \frac{dv}{di}.$$

Si le montage alimenté est tel que sa consommation ne descende jamais en-dessous d'une certaine valeur, il faut considérer la résistance interne de l'alimentation pour les courants supérieurs à ce minimum. Par contre, si le débit de l'alimentation est susceptible de devenir nul pendant le fonctionnement du montage, il faut tenir compte de la valeur la plus élevée que peu prendre la résistance interne. On peut toutefois consentir à perdre un peu de courant en faisant débiter en permanence l'alimentation dans une résistance. Cet artifice est à conseiller lors de l'utilisation d'alimentations à filtrage par inductance en tête. Dans le cas d'un tube 6X4, comme ci-dessus, mais avec un filtrage à inductance en tête, en utilisant une tension à redresser de 2 × 250 V, la tension à vide sera, comme pour un filtrage à condensateur en tête, de :

$$250 \sqrt{2} = 353 \text{ V}.$$

Mais, si l'on consent à consommer en permanence 10 mA dans une résistance, la tension tombera à 220 V, et elle ne descendra que de 20 V si le courant consommé passe à 70 mA, c'est-à-dire si l'on utilise 60 mA de courant.

La connaissance de la caractéristique en charge de l'alimentation permet de connaître la composante continue de la tension dont on disposera en fonction du courant que l'on consommera, ce qui est déjà précieux. Mais c'est encore insuffisant. En effet, les différents tubes du montage ne consommant pas, en général, un courant constant, il faudra donc connaître l'amplitude de la composante alternative de la tension d'alimentation due à cette variation de consommation (nous ne tiendrons pas compte de l'éventuelle composante alternative due à un filtrage insuffisant, car cette composante pertube évidemment le fonctionnement des différents montages, mais elle n'introduit pas de couplages parasites entre eux).

Si les différents tubes consomment un courant comportant une composante continue et des composantes alternatives simples, l'impédance de sortie de l'alimentation pour les différentes fréquences, se réduit en général à l'impédance du condensateur de sortie (le cas de l'alimentation stabilisée sera examiné ultérieurement). Un condensateur de 10 µF, par exemple, présente une impédance de 318 Ω à 50 Hz, de 159 Ω à 100 Hz, de 15,9 Ω à 1 kHz, etc... On pourra, pour chaque composante alternative des courants des tubes, calculer la composante alternative correspondante de la tension d'alimentation, et en déduire le degré de couplage parasite apporté par cette composante.

Mais il y a certaines formes de signaux pour lesquelles la décomposition en harmoniques est délicate, et il est quelquefois plus simple d'étudier directement la variation de la tension d'alimentation sous l'influence de la variation de consommation d'un tube.

Soit, par exemple, un tube consommant du courant en impulsions : à un rythme de 1 kHz, il consomme 1 A pendant 1 µs ce qui représente un courant moyen de 1 mA. Il est très facile de calculer l'effet de telles variations sur l'alimentation.

Soit C la capacité du dernier condensateur de filtrage de celle-ci. A chaque déblocage, le tube consomme 1 A pendant 1 µs, ce qui représente une charge de :

$$dQ = i\,dt = 1.10^{-6} = 10^{-6} \text{ Coulomb.}$$

Le condensateur de sortie se déchargera donc pendant l'impulsion de $dV = dQ/C$ soit $10^{-6}/C$ en exprimant C en farads, soit 0,1 V dans le cas où C = 10 µF.

Ce calcul suppose que le courant fourni par le redresseur est faible, ou tout au moins que la partie inductive du filtrage empêche totalement le redresseur de fournir brusquement un courant augmenté de 1 A, ce qui est presque toujours vrai. Mais ce ne serait plus le cas si l'alimentation était assurée par une batterie d'accumulateurs dont la résistance interne serait assez faible pour qu'une augmentation de 1 A du courant débité ne fasse pas sensiblement baisser la tension.

Après la baisse rapide de la tension, celle-ci va remonter pendant l'intervalle de temps qui sépare l'impulsion de la suivante : nous aurons donc une composante alternative de tension en forme de dents de scie. Cette composante alternative, présentant des fronts raides, sera désastreuse pour le reste du montage car il est difficile de l'éliminer. Un tube consom-

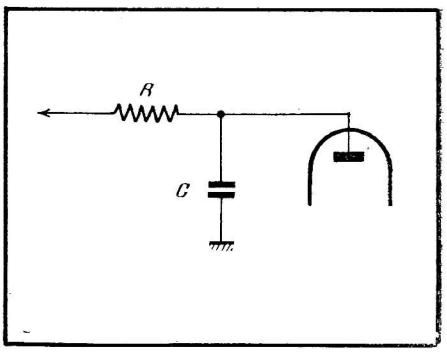


Fig. 54. — Découplage d'un tube par un filtre R.-C.

mant du courant en impulsions suffit pour « empoisonner » une alimentation. Le seul moyen d'en réduire les effets néfastes sera de prévoir une alimentation spéciale pour ce tube, ou, à défaut, de disposer un système de découplage comme l'indique la figure 54.

Les éléments de découplage se calculent de la façon suivante dans le cas d'un tube consommant en impulsions :

On commence par déterminer la valeur du condensateur C. Pour cela, on se fixe une valeur maximum de la variation de tension aux bornes de C

pendant l'impulsion (autrement dit on fixe la limite de la variation de tension d'alimentation du tube), soit A volts cette limite. L'impulsion représente un courant i circulant pendant un temps dt, soit une quantité d'électricité $dQ = i\ dt$.

Le condensateur C se déchargera pendant l'impulsion de

$$dV = dQ/C = i\ dt/C.$$

Il faut que l'on ait : $dV \leqslant A$, ce qui nous donne :

$$C \geqslant i\ dt/A$$

avec C en farads, i en ampères, dt en secondes et A en volts.

Si cela est possible, on fera en sorte que le condensateur C soit chargé aussi près que possible de la tension d'alimentation E au moment de l'impulsion, ce qui sera parfaitement réalisé si l'on choisit pour R une valeur telle que la constante de temps RC soit inférieure au tiers de la période de récurrence des impulsions.

Toujours dans le cas cité plus haut (impulsions de 1 A - 1 µs, récurrence 1 kHz), si nous voulons que A soit 2 V, nous prendrons un condensateur C de 0,5 µF. Nous choisirons pour R une valeur telle que RC soit inférieur à 1/3000 de seconde soit :

$$0{,}5.10^{-6}\,.\,R \leqslant \frac{1}{3}\,.10^{-3} \text{ d'où } R \leqslant 666\ \Omega.$$

Le courant débité par l'alimentation variera donc au maximum de 2/666 = 0,003 A, soit 3 mA, et on peut concevoir que cette variation de débit de 3 mA sera absolument insensible.

En tolérant une certaine chute de tension moyenne dans R, on aurait pu choisir pour celle-ci une valeur plus élevée. Si, par exemple, nous avions pris R = 5 kΩ, il en serait résulté une chute de tension moyenne de 5 V dans R, car le courant moyen du tube est 1 mA; mais cette fois, la variation de courant débité par l'alimentation n'aurait été que 0,2 mA. La tension aux bornes de C aurait oscillé dans ce cas entre la valeur E — 6 V immédiatement après une impulsion à E — 4 V immédiatement avant l'impulsion suivante, ces valeurs n'étant qu'approximatives car la tension aux bornes de C ne varie pas linéairement, mais exponentiellement.

Pour se prémunir contre les actions néfastes d'un tube consommant du courant en impulsions, on l'alimente donc par une source de courant semi-indépendante lui assurant une relative autonomie. Si les désordres persistent, il est alors possible, après isolement du perturbateur, d'isoler les perturbés, tout au moins les plus susceptibles, toujours au moyen de découplages analogues à celui utilisé pour le tube consommant du courant en impulsions.

Par un emploi approprié des cellules de découplage à condensateur, on peut rendre négligeable les couplages parasites dûs aux composantes alternatives à fréquence élevée des courants des tubes. Mais il reste les composantes à fréquence basse. On cherche souvent à les éliminer en augmentant la capacité des condensateurs de découplage, mais c'est là une erreur de conception. En effet, on est conduit rapidement à des valeurs très élevées, qui ne sont pratiquement réalisables qu'avec des

condensateurs électrochimiques, et l'on sait tous les inconvénients présentés par ces derniers. L'augmentation des résistances de découplage n'est pas également une bonne solution, car ces résistances abaissent la composante continue du courant des tubes, ceci sans compter le courant de fuite des condensateurs, qui peut être élevé s'il s'agit de modèles électrochimiques.

Il n'y a qu'une seule solution vraiment pratique : la diminution de la résistance interne de l'alimentation. Nous avons vu plus haut qu'un filtrage à inductance en tête permettait, moyennant quelques précautions, d'obtenir une résistance interne plus basse. L'utilisation de résistances non-linéaires, placées en parallèle avec le montage alimenté, permettrait également d'abaisser la résistance interne de l'alimentation, car les résistances non-linéaires consomment un courant qui croît beaucoup plus vite que la tension quand celle-ci s'élève [28].

Mais la vraie solution consiste à stabiliser l'alimentation. C'est seulement par ce procédé que l'on arrive à réduire considérablement la valeur de sa résistance interne et les couplages parasites. Alors que des résistances internes en courant continu de l'ordre de 100 Ω sont déjà difficiles à obtenir avec des alimentations classiques, car il faut tenir compte de la résistance ohmique de la bobine de filtrage, la réalisation d'alimentations stabilisées dont la résistance interne en courant continu est de l'ordre du millième d'ohm est courante.

Si cela ne suffit pas encore, on pourra aisément exécuter une alimentation possédant un seul système redresseur, mais plusieurs voies de stabilisation indépendantes, ce qui permettra d'abord d'assurer un découplage absolu entre ces différentes voies et ensuite de disposer de tensions différentes pour les alimentations des différents tubes, si le besoin s'en fait sentir, ce qui éliminera les diviseurs de tension. On peut, par exemple, utiliser un redresseur unique et plusieurs tubes stabilisateurs à gaz, prévus pour fournir les tensions aux différentes parties d'un ensemble (fig. 55).

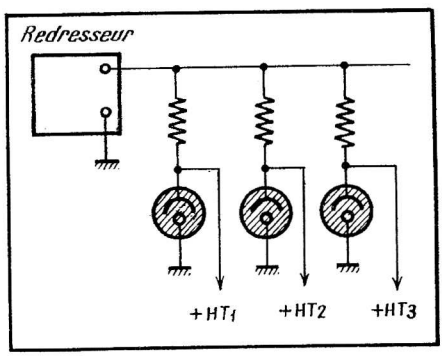


Fig. 55. — L'utilisation de plusieurs tubes stabilisateurs indépendants assure un découplage parfait entre les montages alimentés.

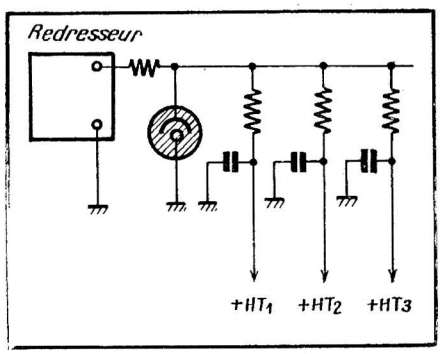


Fig. 56. — Avec un seul tube stabilisateur, il est quelquefois nécessaire de prévoir plusieurs cellules de découplage.

Naturellement, il ne faut pas oublier que des parties du circuit d'alimentation d'un tube peuvent être communes avec celles d'un autre circuit d'alimentation; c'est le cas du fameux « couplage par les retours de masse »

qui a causé tant de soucis à des techniciens avertis. Par exemple, les différents montages alimentés par le système de la figure 55 ont un pôle négatif commun, et leurs courants retournent tous au pôle négatif du redresseur. Il faudra, dans certains cas, étudier le montage de sorte que ces différents courants n'empruntent pas des conducteurs communs; sinon le découplage espéré ne serait que partiel. Une connexion de masse pouvant présenter une résistance de quelques dixièmes d'ohm, il est bien inutile d'avoir employé des alimentations stabilisées indépendantes ayant moins de 0,001 Ω de résistance interne chacune pour les différents montages. Le système de câblage consistant à utiliser le châssis comme masse commune pour tous les circuits est peut-être très commode, mais il faut éviter qu'il introduise des couplages dangereux entre les différents circuits.

Quand on utilise une alimentation stabilisée, il ne suffit pas, le plus souvent, que sa résistance interne en courant continu soit très basse; il faut aussi que son impédance aux différentes fréquences le soit, ce qui n'est pas toujours le cas. En particulier, dans les alimentations stabilisées par tubes électroniques et systèmes de comparaison, il se peut que les amplificateurs de commande des tubes régulateurs n'aient pas une bande passante suffisamment élevée et que, pour certaines fréquences, l'impédance interne augmente fortement. Heureusement, il s'agit en général de fréquences élevées, car les amplificateurs de stabilisation fonctionnent toujours très bien aux fréquences basses, et l'on peut facilement pallier l'augmentation d'impédance interne aux fréquences élevées en shuntant la sortie de l'alimentation stabilisée par un condensateur. Il faut faire attention à ce que l'utilisation de ce condensateur ne provoque pas un accrochage du système de stabilisation, ce qui est susceptible de se produire.

Dans le cas des alimentations stabilisées par tube à gaz notamment, il est très dangereux de placer un condensateur en parallèle sur le tube car on provoque presque à coup sûr l'apparition d'oscillations de relaxation. On préfère, dans ces conditions, perdre un peu du bénéfice de la stabilisation en complétant celle-ci par des découplages classiques du type de celui de la figure 54. Les résistances de découplage sont toutes reliées à l'anode du tube à gaz, comme l'indique la figure 56. Leurs valeurs sont juste suffisantes pour empêcher le tube à gaz d'entrer en oscillations de relaxation sous l'influence de la présence des condensateurs. Les hautes tensions HT_1, HT_2, HT_3 se comportent comme des sorties d'alimentations ayant des résistances internes de quelques centaines d'ohms en courant continu, de valeurs très faibles en courant alternatif, mais étant totalement indépendantes les unes des autres, ce qui est très intéressant.

Les alimentations des tubes ne comportent pas que les sources fournissant les courants anodiques, mais aussi les sources de tensions d'écrans, de polarisations et de chauffages. Il faut donc éviter que les courants d'écrans, dans un montage comportant plusieurs penthodes, n'introduisent de couplages parasites entre ces tubes. En ce qui concerne les polarisations, le problème du découplage est en général facile à résoudre, car on peut polariser des tubes par leurs cathodes, et il n'y a, dès lors, aucun couplage entre les différentes polarisations. Si l'on utilise des polarisations négatives fixes pour les grilles, il s'agit de sources à haute impédance pour lesquelles des cellules de découplage sont faciles à établir.

Reste le chauffage. Pour des tubes à chauffage indirect, les connexions

des filaments ne peuvent créer que des couplages indirects et faciles à éliminer en fixant le potentiel d'un point adéquat du réseau de chauffage (si possible à une valeur plus élevée que le potentiel moyen des cathodes car on réduit ainsi les ronflements parasites). Par contre, pour des tubes à chauffage direct, le problème est beaucoup plus complexe. La solution parfaite est l'emploi d'une source de chauffage par tube, mais elle est lourde, onéreuse, et complique la réalisation du commutateur de mise en route. On atténue l'effet de couplage en alimentant les filaments en parallèle; mais, hélas, cette solution n'est pas commode car il est en général nécessaire d'utiliser du courant continu, et il est plus facile de produire du courant continu à tension élevée sous un faible débit que le contraire.

Dans le cas des filaments de tubes à chauffage direct connectés en série, il faut d'abord prévoir des résistances judicieusement disposées pour écouler les composantes continues des différents courants anodiques; ensuite, utiliser des condensateurs de découplage, ce qui n'est pas une solution parfaite car les composantes alternatives des différents courants anodiques sont fournies sur des cathodes, c'est-à-dire à basse impédance, et il est difficile de les éliminer.

Nous en arrivons au deuxième type de couplage parasite, qui est dû au champ électrostatique et se rencontre très fréquemment. Pour l'éviter, on cherche à augmenter la distance entre les conducteurs dont le potentiel est susceptible de subir des variations rapides et ceux qui sont reliés à la masse par une impédance élevée. Il s'agit là d'une question de disposition des organes et de câblage. Pour prévoir rationnellement les emplacements des différentes parties d'un appareil, il est souvent utile, après exécution du schéma détaillé de celui-ci, de porter sur ce dessin, d'une façon très visible, les conducteurs susceptibles d'en perturber d'autres (en les doublant en rouge, par exemple) et ceux qui sont susceptibles d'être perturbés facilement, principalement ceux qui véhiculent des signaux à faible tension ou provenant d'une forte impédance. Pour ces derniers types de conducteurs, on peut par exemple les doubler d'un trait bleu. L'examen du schéma indique immédiatement quels peuvent être les voisinages dangereux, et il est bon de donner un schéma ainsi annoté au câbleur qui réalisera l'appareil pour qu'il porte son attention sur les points délicats.

Outre l'augmentation de distance entre les perturbateurs et les perturbables, il y a d'autres moyens de réduire ces couplages parasites : les blindages notamment. On peut blinder le perturbateur, et il faut toujours, si c'est possible, blinder les perturbables.

Il n'est malheureusement pas toujours possible de blinder le perturbateur. S'il s'agit de l'anode d'un tube de puissance, il serait dangereux d'entourer celui-ci d'un tube métallique clos, car la température du tube pourrait s'élever dangereusement. Il existe heureusement depuis peu des blindages spéciaux qui assurent une bonne conductibilité thermique et permettent, au contraire, d'abaisser notablement la température des tubes de puissance. Mais, si l'on n'a pas pu blinder le tube, il reste toujours la possibilité d'utiliser le fait que celui-ci est, le plus souvent, monté sur un châssis, alors que les fils reliés à ses électrodes sont en général sous le châssis. Par exemple, certaines doubles tétrodes de puissance utilisées dans de nombreux émetteurs V. H. F. (829 B, 832 A, etc...) comportent leur

sortie d'anode sur le sommet de l'ampoule; le châssis permet alors de séparer le montage en « compartiment grille » et « compartiment anode ».

Les blindages seront de préférence en cuivre, à défaut en aluminium. Il faudra être très circonspect envers ceux destinés à protéger les éléments perturbables : un blindage mal conçu peut être plus nocif qu'une absence de blindage. En effet, un fil blindé présente une capacité notable entre le conducteur et le blindage et, si ce dernier n'est pas à un potentiel rigoureusement constant, il peut jouer le rôle d'une armature d'un condensateur de liaison, appliquant au conducteur à protéger des tensions parasites.

Il s'agit là d'un problème beaucoup plus complexe qu'on ne le croit généralement. Nous avons vu plus haut qu'il fallait éviter que deux étages ne se trouvent couplés par un retour de masse commun; il faut de même choisir avec soin le point où l'on connecte les prises de masse des blindages. C'est ce qui explique les dispositions, qui semblent absurdes au premier coup d'œil, que l'on rencontre dans des amplificateurs à grand gain. On y voit en effet des connexions de grilles entourées d'un blindage *soigneusement isolé de la masse* et réuni à un point du châssis par un long fil, isolé lui aussi. La raison en est simple : ce point du châssis est le « point de référence de potentiel » pour l'étage en question. Les ronflements irréductibles et les accrochages incoercibles de certains amplificateurs à grand gain proviennent souvent d'un mauvais branchement des masses de blindage.

De toutes façons il convient, pour réduire l'influence du champ électrostatique sur un conducteur, de réduire d'abord le champ lui-même, et c'est pourquoi il y a intérêt à câbler aussi près que possible du châssis. Le câblage « en l'air », bien dégagé, est souvent plus esthétique que le câblage « appliqué », serré contre le châssis, mais il peut être une source d'ennuis. Nous examinerons cela plus en détail au chapitre XI.

Il reste encore le couplage par champ magnétique, bien connu de nos lecteurs ayant déjà monté des amplificateurs B.F. et pris toutes précautions pour préserver le transformateur d'entrée du flux magnétique issu de celui de sortie.

Les précautions sont logiques : on cherche à augmenter la distance entre les bobinages susceptibles d'être couplés magnétiquement, on oriente ces bobinages de sorte que le flux induit par le perturbateur dans le perturbé soit minimum. On cherche également à réduire le flux du perturbateur, en diminuant l'induction magnétique dans le noyau et en constituant celui-ci d'une façon adéquate (pot fermé, tôles à faible dispersion magnétique, noyaux du type « C core »), ou en le blindant.

Du côté de l'élément perturbable, on utilise aussi des blindages, de préférence en matériau à haute perméabilité, du genre *Mumétal* ou *Permalloy*. Il est à noter que ces alliages perdent une partie de leur efficacité quand l'induction magnétique est élevée; aussi est-il recommandé de placer un blindage en Mumétal à l'intérieur d'un blindage épais en acier doux ordinaire, qui réduit le champ parasite à une valeur suffisamment faible pour que le Mumétal puisse agir en toute efficacité, s'il s'agit de fuites magnétiques importantes.

Il est toujours bon, quand on prépare le projet d'un appareil comportant un bobinage capable de produire des fuites magnétiques, de vérifier autour de ce bobinage l'intensité et la direction de ces fuites, par exemple au moyen d'un petit enroulement effectué sur un bâton de Ferroxcube et relié

à l'entrée d'un amplificateur à grand gain [110]. On saura ainsi où l'on doit placer les organes sensibles au champ et comment on doit les orienter.

Rappelons à ce sujet que les bobinages ne sont pas les seuls organes pouvant être influencés par des fuites magnétiques. Celles-ci peuvent agir, en effet, sur le flux d'électrons des tubes cathodiques (là, on y pense toujours parce que cela se voit sur l'écran fluorescent) ou sur celui de tubes électroniques classiques. Le courant anodique de certaines penthodes peut être fortement influencé par un champ magnétique, et c'est là l'origine de certains ronflements et accrochages mystérieux. Le champ magnétique peut agir de même sur les cellules photoélectriques et surtout sur les photomultiplicateurs.

Appartenant simultanément au domaine du champ magnétique et du champ électrostatique, les couplages par ondes sont également à envisager. Ainsi, quand un appareil produit des ondes à haute fréquence, il est souvent difficile d'empêcher celles-ci d'agir sur les autres parties de l'appareil. Fort heureusement, il y a un moyen fort efficace de lutte contre ces couplages : l'utilisation de filtres résonnants ou anti-résonnants. Des circuits accordés série placés entre la masse et un point diminuent fortement l'impédance de ce point par rapport à la masse pour leur seule fréquence d'accord.

Dans le cas des ondes centimétriques, on peut donner aux systèmes de protection des dimensions en rapport avec la longueur d'onde qui permettent de réaliser de véritables cavités résonnantes protégeant efficacement contre les rayonnements. De telles précautions doivent être poussées à l'extrême dans un radar, où l'on trouve, à côté d'un émetteur produisant des ondes hyperfréquences sous une puissance instantanée qui peut atteindre des millions de watts, des organes très sensibles comme les amplificateurs M.F. du récepteur.

Dans la protection contre les rayonnements H.F., les précautions que nous avons indiquées pour la mise à la masse des blindages en un point adéquat peuvent devenir encore plus critiques; on peut blinder efficacement un circuit en reliant la cloison qui l'entoure à un certain point du châssis, alors que, si la connexion de masse est faite quelques centimètres plus loin, le blindage est inefficace ou même nocif. Il faut bien avouer que, dans ce cas, il vaut mieux tâtonner un peu pour trouver la meilleure disposition.

Nous en arrivons au dernier type de couplage parasite : le couplage indirect. Nous avons vu plus haut que les tubes électroniques pouvaient être sensibles à des actions inattendues, telles que celles des champs magnétiques. Ils sont également sensibles aux ébranlements, aux vibrations, même à celles transmises par l'air (effet microphonique), et les conséquences de cette sensibilité peuvent être graves.

Les remèdes à apporter sont assez intuitifs : on essaye d'éloigner la source d'ébranlement, on isole le tube sensible du point de vue acoustique, on le monte sur un support suspendu élastiquement et relié par des connexions très souples, et surtout on choisit les tubes et les constituants des circuits les moins sensibles à l'effet des vibrations sonores.

Dans cette catégorie de couplages indirects, nous pouvons ranger l'action du fonctionnement de relais sur le montage qui les commande. En effet, il est rare que la fermeture, et surtout l'ouverture, des contacts d'un relais ne soient pas accompagnées de phénomènes de surtension qui

peuvent réagir fâcheusement sur le montage utilisant ce relais. On réduit au minimum l'effet de ces ouvertures par l'emploi d'étouffeurs d'étincelles constitués par des circuits d'amortissement composés de condensateurs et de résistances, ou mieux par des résistances non-linéaires qui diminuent énormément les surtensions de rupture sans ralentir sensiblement la vitesse d'établissement du courant lors des fermetures de contact.

Il faut enfin penser à des liaisons très indirectes, par exemple lorsque l'appareil produit une forte lumière par son fonctionnement même : plusieurs tubes, autres que des cellules photoélectriques, sont sensibles à la lumière, et il peut y avoir là une source importante de mauvais fonctionnement.

Bref, quand on exécute le schéma-bloc d'un appareil, il faut toujours réfléchir longuement, à propos de chacun des montages de base qu'il utilise, à toutes les actions par lesquelles ce montage peut influencer le fonctionnement des autres, et prendre toutes les dispositions nécessaires pour réduire cette influence de sorte qu'elle ne puisse plus perturber le fonctionnement du reste de l'appareil.

CHAPITRE IX

Conditions d'emploi des pièces détachées

Tout appareil électronique comporte une certaine quantité d'éléments constitutifs que l'on appelle pièces détachées, et qui comprennent essentiellement :

— les tubes;
— les résistances;
— les condensateurs;
— les bobinages;
— les relais;
— les appareils de mesure;
— les semiconducteurs (transistors, varistances, diodes à cristal);
— les interrupteurs et contacteurs divers;
— les éléments d'assemblage (supports de tubes, réglettes de câblage ... etc).

Il importe donc, avant d'entreprendre une réalisation, de connaître aussi exactement que possible ce que l'on peut attendre de ces pièces détachées, ce que l'on est en droit d'exiger d'elles, ce qu'il ne faut pas leur demander si l'on veut que l'appareil ne tombe pas en panne après un bref fonctionnement, en apparence correct. Certes, les notices des fabricants renseignent utilement sur les performances de leurs productions, mais il y a des règles générales que les fabricants n'indiquent pas, ou des points plus importants que d'autres sur lesquels ils n'attirent pas l'attention.

D'une façon générale, il faut énormément se méfier des pièces à performances extraordinaires. Il n'y a pas de miracles dans le domaine de la fabrication des pièces détachées, et un progrès révolutionnaire ne procède que de l'application d'une technique entièrement nouvelle. Au risque de passer pour rétrograde, nous déconseillons vivement les pièces détachées dont les caractéristiques sont trop supérieures à la moyenne. Il est important certes, de se tenir au courant des progrès, et il serait ridicule de refuser d'utiliser une pièce détachée sous le prétexte qu'il n'y avait rien d'équivalent cinq ans auparavant.

Mais il est également aussi dangereux « d'essuyer les plâtres » d'une nouvelle technique. Par exemple, l'application de la technique des transistors permet, sans aucun doute, des nouveautés très spectaculaires; mais il aurait été fort peu sensé de vouloir à tout prix « transistoriser », vers l'année 1950, des équipements fonctionnant bien avec des tubes, avant d'avoir su ce que pouvaient donner ces semiconducteurs du point de vue de leur tenue dans le temps.

L'utilisation des nouveautés telles que les céramiques magnétiques, les amplificateurs à diélectrique, les condensateurs au papier métallisé et électrolytiques au tantale (que ceux qui liront ce livre vers 1970 retiennent leur fou-rire devant ce nom de « nouveautés ») est maintenant recommandable, car ces techniques et leurs produits ont déjà la confirmation de l'expérience. Mais cette utilisation eut été contre-indiquée dès leur apparition.

La réalisation d'un appareil électronique exige que l'on soit très sûr de ce que l'on emploie, et ceci pour obtenir la qualité fondamentale de ces appareils : la sécurité de fonctionnement. Nous n'insisterons jamais assez sur ce point.

Nous étudierons donc les différentes pièces détachées classiques, en donnant les règles d'utilisation qui permettent d'en obtenir le maximum de rendement sans compromettre la sécurité de fonctionnement de l'ensemble. Nous insisterons tout particulièrement sur les tubes, qui constituent l'âme du montage, tout au moins de la partie électronique proprement dite de celui-ci.

A. — Les tubes

Tout tube électronique a sa « fiche signalétique » qui donne à son sujet de nombreux renseignements. Il ne s'agit pas, en général, de la fiche du tube particulier que l'on a en main, mais de celle de tous les tubes du même type. Quand on achète une 6AU6, par exemple, on sait quelles doivent être ses caractéristiques. Malheureusement, ces caractéristiques sont des valeurs moyennes, et les fabricants sont souvent d'une rare discrétion quant à la dispersion maximum des caractéristiques dans une série donnée.

Il existe des spécifications indiquant les écarts maxima que l'on peut tolérer pour que le tube puisse être classé dans une certaine catégorie. Les plus connues sont les spécifications américaines appelées J. A. N. ou JAN [111], et l'on peut toujours demander à un fabricant des tubes répondant au cahier des charges qui correspond à ces normes. Les dispersions de caractéristiques tolérées par la norme J. A. N. sont très larges [112]; pour certaines triodes, on admet un courant anodique compris entre deux limites dont le maximum est presque le double du minimum, toutes choses égales d'ailleurs.

L'idéal serait de construire des appareils fonctionnant indifféremment avec des tubes avoisinant les limites des normes J. A. N. du côté du maximum ou du côté du minimum; c'est heureusement ce que font bon nombre de constructeurs.

Les caractéristiques les plus importantes indiquées par le fabricant sont

les régimes maxima de fonctionnement. Les caractéristiques américaines indiquent pour les tubes de puissance si ces régimes limites correspondent à une utilisation commerciale ininterrompue (*C.C.S.*) ou à une utilisation commerciale intermittente, équivalente à une utilisation au stade « amateur » en régime continu (*I.C.A.S.*).

La caractéristique la plus importante de toutes est celle qui indique la puissance maximum dissipable sur l'anode du tube; c'est la valeur qu'il faut observer le plus soigneusement, en vérifiant que l'on ne risque jamais de la dépasser, même si tous les éléments capables de varier dans le montage ont varié dans le sens correspondant à une augmentation de la dissipation anodique.

Aussi importante est la dissipation maximum d'écran des penthodes. Dans certaines applications de ces tubes, le courant anodique s'abaisse considérablement et l'écran récupère tous les électrons qu'il peut : on risque alors de dépasser la dissipation maximum si l'on n'y a pas pris garde lors la conception de l'appareil.

Egalement très importante, la valeur du courant maximum de cathode est moins critique en ce qui concerne le courant de crête. On peut faire fonctionner un tube avec un courant de crête un peu supérieur à celui qu'indique le fabricant, à la condition que le courant moyen de cathode soit très inférieur à la valeur moyenne maximum indiquée (ceci n'est pas valable avec les thyratrons, pour lesquels le courant de crête indiqué ne doit jamais être dépassé). Par contre, les tensions maxima d'anode ou d'écran sont beaucoup moins critiques, si l'on prend soin à ne jamais dépasser les dissipations maxima.

Il ne faut évidemment appliquer aux électrodes des tubes que des tensions compatibles avec leurs dimensions géométriques, ou avec celles du support; aussi, est-ce surtout dans le cas des tubes miniatures ou subminiatures qu'il convient de ne pas appliquer des tensions trop élevées aux électrodes, dont l'écartement est déjà près de la limite imposée par la sécurité d'isolement.

Avec les tubes de dimensions plus fortes, au contraire, on peut appliquer sans crainte aux électrodes des tensions plus élevées que les valeurs indiquées, à la condition que le débit soit faible. Par exemple, dans le cas des penthodes chargées par une résistance anodique élevée et fonctionnant par tout ou rien, la dissipation sur l'anode sera toujours très faible. Si la tension anodique est élevée, le courant est nul, et par conséquent la dissipation anodique tandis que, lorsque le tube est débloqué, la tension anodique tombe à une valeur très basse et la dissipation est encore très faible.

Les tensions de chauffage sont en général indiquées avec un minimum et un maximum qu'il convient de respecter. Mais il est bon de tenir compte de la règle suivante, dont la pratique a indiqué la valeur : la puissance de chauffage doit être « assortie » à la valeur du courant anodique. En d'autres termes, si l'on utilise le tube avec un courant anodique très faible, nettement inférieur à la valeur moyenne prévue par le fabricant, il faut appliquer au tube une puissance de chauffage comprise entre le minimum et la valeur moyenne, tandis que, si l'on demande au tube un courant anodique voisin du maximum indiqué, il faut choisir une puissance de chauffage comprise entre la valeur moyenne et la valeur maximum. D'autre

part, un tube supporte mieux, du point de vue durée de vie, un surchauffage qu'un sous-chauffage.

Pour un tube donné, certaines caractéristiques sont essentiellement variables avec ses tensions d'alimentation et son âge, d'autres le sont beaucoup moins. C'est ainsi que la pente varie considérablement alors que le coefficient d'amplification est pratiquement indépendant du vieillissement. Il en résulte qu'un tube fonctionnant par tout ou rien, entre le courant maximum et le blocage, ne donnera pas un courant maximum bien défini quand on débloquera sa grille, mais la tension de blocage sera parfaitement connue, toutes choses égales d'ailleurs.

Si l'on veut que le courant de déblocage d'un tube soit connu, il faudra faire appel à une penthode chargée par une résistance anodique élevée, comme celle du montage de la figure 28. Par contre, la tension de grille qui provoque le blocage du courant anodique est, pour une tension anodique constante, remarquablement invariable dans le temps, et très peu fonction de la tension de chauffage.

Il existe d'autres caractéristiques du tube variant simultanément, ce qui fait que l'on peut utiliser la variation de l'une pour compenser celle de l'autre. Ainsi, on remarque que si, pour un tube donné, la pente varie considérablement suivant l'âge du tube ou les tensions d'alimentation, par contre cette pente varie très peu si l'on maintient le courant anodique à une valeur déterminée. Autrement dit la courbe qui indique les valeurs de la pente en fonction du courant anodique est remarquablement stable dans le temps.

On peut tirer de cette constatation une conclusion pratique intéressante : pour maintenir la pente d'un tube à une valeur relativement constante, il suffira d'utiliser le montage de la figure 57. Nous y retrouvons le pont de deux résistances, R_1 entre grille et masse et R_2 entre grille et + H. T.,

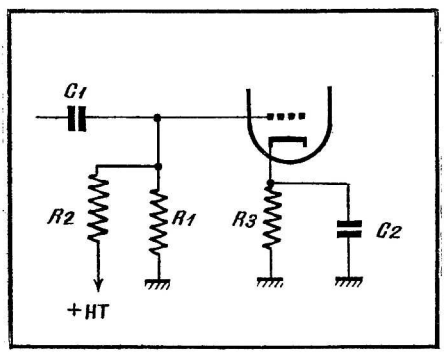


Fig. 57. — Avec ce montage, maintenant le tube à courant quasi constant malgré son vieillissement, la pente de ce tube varie pratiquement très peu.

qui est équivalent à l'utilisation d'une résistance de fuite de grille retournant à un point à potentiel positif (nous avons déjà vu une disposition analogue dans le schéma de la figure 51, page 113 et nous la justifierons page 155).

La grille du tube est donc polarisée positivement, et le condensateur C_1 lui transmet les tensions qui doivent être amplifiées. Pour compenser cette polarisation positive, on utilise une résistance de polarisation cathodique R_3 plus élevée que celle nécessaire si le potentiel moyen de la grille était nul.

Comme une telle résistance introduirait une contre-réaction importante, elle est shuntée par un condensateur C_2. Evidemment, ceci n'est valable que pour l'amplification des tensions alternatives, pour lesquelles l'impédance de C_2 est suffisamment faible pour qu'il n'y ait aucune contre-réaction.

Cela dit, un tel étage sera remarquable par la constance de la pente du tube. En effet si, par suite d'un chauffage insuffisant ou d'un vieillissement du tube, le courant anodique tend à diminuer, il ne changera que

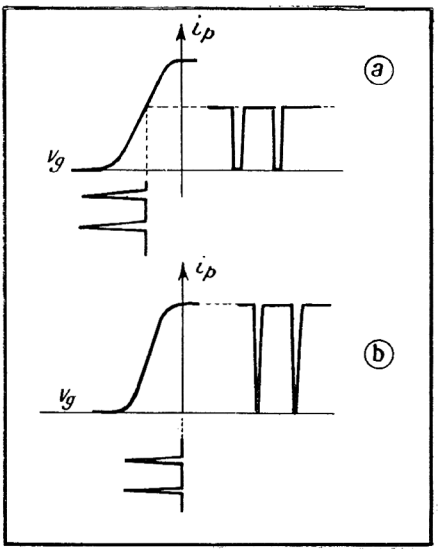


Fig. 58. — Pour amplifier des impulsions négatives, il est contre-indiqué de polariser un tube au milieu de la partie rectiligne de sa caractéristique comme en (**a**), il vaut mieux ne pas le polariser (**b**).

très peu, car la chute de tension dans R_3 n'a pas besoin de diminuer beaucoup pour que l'abaissement de polarisation du tube compense le veillissement ou le sous-chauffage. La nouvelle valeur du courant anodique sera donc très voisine de l'ancienne, et il en résultera une nouvelle valeur de la pente très peu inférieure à l'ancienne [113].

Si les indications du fabricant concernant les régimes maxima de fonctionnement du tube doivent être soigneusement respectées, il n'en est plus de même de certaines « règles d'usage » qui, souvent, ne correspondent plus aux nécessités des montages [114]. C'est ainsi qu'il est entendu que l'on « doit » utiliser des tubes polarisés de sorte que le point moyen de fonctionnement soit situé au milieu de la partie rectiligne de la caractéristique i_p/V_g. Cette règle date de l'époque où l'on n'envisagerait pratiquement, pour les tubes, pas d'autres emplois que la réalisation de radio-récepteurs plus ou moins perfectionnés.

Si l'on voulait utiliser un tube pour amplifier des impulsions négatives, il serait parfaitement contre-indiqué de le polariser comme nous venons de l'indiquer. Ainsi que le montre la figure 58 *a*, on perdrait la moitié de l'amplitude maximum réalisable. Tandis qu'en ne le polarisant pas (fig. 58 *b*) on dispose d'une amplitude de sortie beaucoup plus élevée, en supposant évidemment que, dans les deux cas, l'on a appliqué à l'entrée du tube une tension suffisante pour le bloquer entièrement.

S'il s'agit, au contraire, d'amplifier des impulsions positives, on polarisera le tube de sorte qu'il soit juste bloqué. Cela permettra d'utiliser une résistance anodique relativement basse et d'obtenir des impulsions négatives fournies à basse impédance avec un front très raide. Une résistance anodique de cet ordre, utilisée sur un tube polarisé « normalement », aurait entraîné une dissipation excessive de l'anode.

Il est même certains cas où l'on a intérêt à ramener la résistance de fuite de grille au + H. T. Si la valeur ohmique de cette résistance est élevée, cela revient pratiquement à relier cette résistance à la cathode, du point de vue du régime moyen de fonctionnement (en supposant que le tube ne présente pas le phénomène d'impédance parasite de cathode dont nous parlerons plus loin). Par contre, ce branchement de la résistance peut modifier considérablement le comportement du tube lorsqu'on le débloque par une impulsion négative sur sa grille.

Prenons l'exemple suivant : il s'agit de dériver une tension susceptible de varier rapidement, et d'obtenir une impulsion positive lorsque cette tension décroît brusquement. On pense immédiatement au schéma de la figure 59 *a* qui n'appelle aucun commentaire particulier, si ce n'est que le tube amplificateur est utilisé sans polarisation, puisqu'il doit amplifier seulement des impulsions négatives, qui seront appliquées à sa grille par

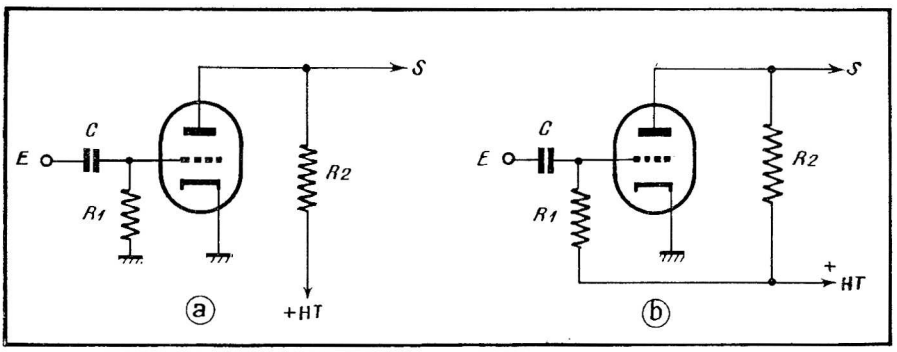


Fig. 59. — Dans ces deux montages dérivant des signaux rectangulaires et amplifiant les tops produits, le second donnera, toutes choses égales d'ailleurs, des tops plus brefs car sa résistance de grille retourne au + H. T.

le circuit dérivateur C - R_1 lors des baisses brusques de la tension d'entrée E.

Le montage de la figure 59 *b*, où l'on voit la résistance de fuite de grille connectée, non plus à la masse mais au + H. T., et dans lequel le courant de repos du tube sera à peine supérieur à celui du montage (figure 59 *a*) en sera meilleur du point de vue du fonctionnement pour la raison suivante :

Quand une variation brusque de tension (figure 60 *a*) est appliquée à l'entrée du circuit dérivateur, on retrouve à la sortie de celui-ci une impulsion à front raide et à remontée exponentielle analogue à celle de la figure 60 *b*, cette remontée se faisant vers le potentiel zéro, puisque la résistance R_1 retourne à ce potentiel.

Avec le montage de la figure 59 *b*, l'impulsion négative commence de la même façon, son front avant est identique, mais la remontée exponentielle qui suit ce front tend vers un potentiel égal à celui du + H. T. Elle

s'arrête avant (figure 60 *c*), car le potentiel de la grille est nivelé à zéro par le courant grille, mais la remontée est beaucoup plus rapide, même si

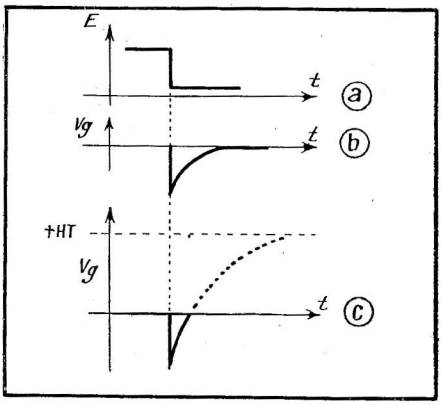


Fig. 60. — Impulsion appliquée aux deux montages (**a**), tension grille du premier (**b**) et du second (**c**) dans le cas des montages de la figure 59.

la constante de temps C - R_1 est beaucoup plus grande dans le montage de la figure 59 *b* que dans celui schématisé en 59 *a*.

Prenons un exemple numérique. Supposons que la variation de tension d'entrée, représentée sur la figure 60 *a*, soit d'une amplitude égale au dixième de la haute tension, soit de 25 V pour une haute tension de 250 V. Dans le cas du montage de la figure 59 *a*, la tension de la grille du tube ne sera remontée qu'à — 9 V au bout d'un temps égal à la constante de temps C - R_1 (que nous désignerons par T), et il est à présumer que le tube soit encore bloqué. Au bout d'un temps égal à 2T, la tension de la grille n'est remontée qu'à — 3,3 V, et le tube est encore loin du déblocage total. Après un temps 3T, la grille est encore à — 1,2 V et elle ne tombera à — 0,16 V qu'après un temps égal à 5T.

Au contraire, avec le montage de la figure 59 *b*, le potentiel de la grille remonte à zéro au bout d'environ T/10, donc, même avec une constante de temps cinq fois plus élevée dans le cas du montage 59 *b*, on obtient une impulsion amplifiée nettement plus courte qu'avec le montage 59 *a*. On arrive donc à obtenir avec le montage 59 *b* une impulsion beaucoup plus courte qu'avec celui figuré en 59 *a*, et ceci avec une constante de temps supérieure, ce qui est intéressant car on peut ainsi augmenter l'impédance d'entrée de ce montage.

Détruisons maintenant une autre « règle », celle qui énonce que, dans une penthode, l'on maintienne soigneusement la tension anodique à une valeur supérieure à celle de l'écran, mais qui néglige que le suppresseur a été introduit dans un tel tube pour barrer la route à l'éventuelle émission secondaire de l'anode, et qu'il est très efficace.

Avec la plupart des penthodes, surtout les modèles à faible courant, il est parfaitement légitime d'utiliser une tension anodique très inférieure à celle de l'écran. Pour connaître la tension minimum applicable à l'anode, il suffit d'examiner le réseau de caractéristiques i_p/V_p de la penthode : le fonctionnement est parfait tant que l'on se trouve sur la zone horizontale de l'une des caractéristiques. Si nous prenons le cas de la penthode 6AU6 avec 150 V sur son écran et — 3 V sur sa grille, nous trouvons que le courant

anodique reste indépendant de la tension anodique (et voisin de 2,5 mA) tant que celle-ci est supérieure à 40 V. On pourra donc sans inconvénient utiliser une 6AU6 avec 150 V sur son écran et seulement 40 V sur son anode (à condition que le potentiel de grille ne remonte pas trop, car la courbure des caractéristiques apparaît pour des tensions anodiques un peu supérieures à 40 V si la grille est moins polarisée).

Sur le réseau de caractéristiques de la figure 61, nous avons tracé la droite de charge correspondant à une tension d'alimentation anodique E_o de la penthode dont nous avons représenté les deux courbes i_p/V_p correspondant à deux potentiels de grille — *a* et — *b*. Cette droite coupe les deux caractéristiques en A et B respectivement, et la différence des abscisses de A et de B traduit la variation de tension anodique quand on fait varier le potentiel de grille entre — *a* et — *b*.

Sur cette même figure, nous avons également tracé la droite de charge correspondant à la même valeur de la résistance de charge (la droite est parallèle à la première), mais à une alimentation de l'anode à partir d'une tension E_1 inférieure à E_o. Les points de rencontre sont cette fois A' et B', mais nous constatons que la différence des abscisses de ces points est exac-

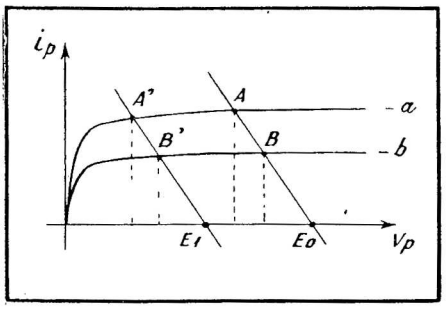


Fig. 61. — L'abaissement de la tension d'alimentation anodique d'une penthode peut ne modifier en rien les résultats.

tement la même que celle des points A et B. Donc, en abaissant la tension d'alimentation de E_o à E_1, le gain de l'étage n'a pas changé, seule la composante continue de la tension de sortie a diminué, ce qui est souvent fort intéressant, dans les amplificateurs à courant continu par exemple.

On a donc intérêt à alimenter l'anode d'une penthode à une tension aussi basse que possible, le minimum admissible étant facile à déterminer par construction graphique. Pour faire cette construction, on cherche sur le réseau i_p/V_p de la penthode le point de l'axe des V_p situé le plus à gauche par lequel on puisse tracer une droite de charge de pente connue rencontrant toutes les courbes i_p/V_p sur leurs parties horizontales (tout au moins celles de ces courbes qui correspondent aux valeurs de V_g effectivement utilisées).

Si l'on veut utiliser la penthode en écrêteuse, on ne respectera plus cette règle; on abaissera encore la tension d'alimentation, ou augmentera la résistance de charge, jusqu'à ce que la droite de charge se place comme sur la figure 29 (page 69).

Pour continuer cette liste des emplois non-classiques des tubes, nous signalerons les amplificateurs sous-alimentés [115 - 116 - 117 - 118]. On a constaté qu'en utilisant des penthodes avec une tension d'écran de l'ordre

du dixième de la valeur usuelle et une résistance anodique de valeur très élevée, on pouvait obtenir des gains supérieurs à 1000, et, ce qui est intéressant, dans la région de la caractéristique V_p/V_g qui correspond à la valeur la plus basse de V_p.

Pour donner plus de détails, supposons une penthode dont l'écran est alimenté normalement sous 150 V; nous utiliserons une résistance de charge de valeur courante : 100 kΩ ou davantage, et nous pourrons tracer la caractéristique de cet étage amplificateur, donnant en fonction de la tension grille V_g la tension anodique V_p. Nous obtiendrons la courbe de la figure 62 *a*, dont le coude supérieur correspond au blocage du tube, l'inférieur à l'arrivée du potentiel anodique à une valeur quasi-nulle (ce second coude peut correspondre à une valeur positive de V_g). On voit sur la figure que la partie la plus rectiligne de cette caractéristique correspond à une composante continue importante de V_p.

Portons maintenant la tension écran de la penthode à la valeur de 15 V, et utilisons une résistance de charge anodique de plusieurs mégohms : la courbe V_p/V_g devient celle de la figure 62 *b* dont la pente est beaucoup plus élevée et dont la partie la plus rectiligne se trouve au voisinage de la tension anodique nulle.

Nous avons réalisé un amplificateur *sous-alimenté* qui présente le double intérêt de posséder un gain considérable et de délivrer une tension de sortie dont la composante continue est faible, ce qui est particulièrement intéressant pour la réalisation d'amplificateurs à couplages continus. Evidemment, la bande passante d'un tel étage est réduite en raison de la valeur considérable de la résistance d'anode, mais il y a nombre d'applications pour lesquelles cette bande est très suffisante.

Il est possible, moyennant certains branchements de rendre ces amplificateurs sous-alimentés très stables, en particulier en reliant directement l'anode de l'étage à la grille de l'étage suivant, et en utilisant une prise

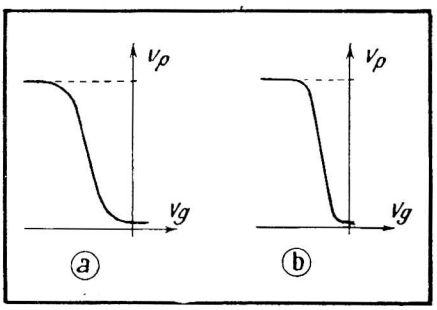


Fig. 62. — Courbes V_p/V_g d'un tube normal (**a**) et d'un étage sous-alimenté (**b**).

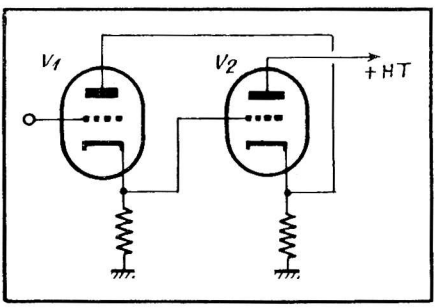


Fig. 63. — Montage **Baldwin Farmer,** utilisant pour alimenter un tube électromètre la tension de polarisation d'un étage à liaison cathodique.

sur la résistance de cathode de ce dernier pour alimenter l'écran de la penthode sous-alimentée. Ceci n'est valable que pour l'amplification des courants alternatifs, en découplant la résistance de cathode de l'étage suivant par un condensateur.

Les triodes s'utilisent quelquefois avec une tension d'alimentation très faible, le plus souvent dans le but de limiter l'ionisation du gaz situé dans l'ampoule, ce qui est capital pour les tubes électromètres. Une bonne solution, pour assurer l'invariabilité de la différence de potentiel entre la cathode et l'anode du tube électromètre tout en permettant à celui-ci d'avoir une admission grille correcte est l'utilisation du montage de BALDWIN-FARMER, schématisé sur la figure 63. La triode électromètre V_1 est montée en étage à charge cathodique; elle est cependant alimentée sous une différence de potentiel anode-cathode constante, cette différence étant la tension de polarisation du tube V_2, monté lui aussi en étage à liaison cathodique.

Jusqu'ici, dans nos utilisations non-classiques des tubes, nous nous sommes contenté de les faire fonctionner sous des tensions « anormales » appliquées à certaines électrodes, mais on peut tirer des tubes des performances très intéressantes en les utilisant avec des tensions de polarités opposées à celles qui sont habituelles.

Chacun sait qu'une diode fonctionne avec son anode positive par rapport à sa cathode. Mais, si l'on étudie la variation du courant de ce tube dans la région correspondant aux tensions négatives de l'anode, on constate que ce courant, fort paradoxalement, passe encore (dans le sens habituel, les électrons allant de la cathode vers l'anode bien que celle-ci soit négative) et que, d'autre part, il varie exponentiellement en fonction de la tension négative d'anode.

Par exemple, le courant d'une diode 6AL5 est de 0,2 mA, soit 200 µA, sous une tension anodique nulle; il passe à 2 µA pour $V_p = -0{,}4$ V, à 0,2 µA pour $V_p = -0{,}6$ V, et l'on constate que, pendant longtemps, sa valeur divisée par 10 chaque fois que le potentiel de l'anode descend de 0,2 V. Autrement dit, la tension aux bornes d'une diode parcourue par un courant faible varie sensiblement comme le logarithme de ce courant, ce qui est très précieux dans de nombreux cas. On peut d'ailleurs utiliser comme diode la partie cathode-grille d'une triode, et la triode sert en même temps de voltmètre électronique pour mesurer le potentiel de sa propre grille. Ce fait est utilisé dans le photomètre logarithmique PHILIPS.

Pour aller plus loin encore dans la voie du non-conformisme, on applique quelquefois le signal de commande à l'anode d'une triode, polarisée négativement, pour lui faire commander le courant de grille de cette triode, la grille étant portée à un potentiel légèrement positif. Le but de cette utilisation paradoxale, conduisant à un tube de pente et de résistance interne faibles, est l'augmentation de la *résistance d'entrée* (montage électromètre). En effet, dans cette triode inversée, les électrons ne peuvent atteindre l'anode, qui les repousse car elle est négative, et les ions ne peuvent pas l'atteindre car ils sont repoussés par la grille vers la cathode.

C'est ainsi qu'en utilisant une simple 3 S 4, montée en triode et utilisée comme ci-dessus, si l'on applique une tension positive de 2,5 V à la grille G_1, le courant grille varie de 800 µA pour une tension nulle sur anode et écrans réunis, à 400 µA pour une tension de -4 V sur ces électrodes, la variation entre ces limites étant pratiquement linéaire. Pour ces condition d'utilisation, la résistance d'entrée (isolement de l'écran réuni à l'anode) atteint 10^{14} Ω.

Nous ne citerons que pour mémoire l'utilisation des tubes à grille

positive et anode négative pour produire des oscillations de BARKHAUSEN. C'est un processus analogue que l'on rencontre dans les klystrons reflex.

Pour résumer ce que nous avons dit sur l'utilisation des tubes, il faut, lorsque l'on veut utiliser un tube dans un montage, se fier seulement aux seules indications du fabricant concernant les régimes limites d'utilisation, qu'il faut absolument respecter. Par contre, il ne faut pas tenir compte des règles classiques, dictées par l'expérience de l'utilisation des tubes en radiotechnique, mais non en électronique générale. Plus exactement, il faut vérifier, en se remémorant les conditions d'emploi du tube, si ces règles sont bien valables dans le cas présent, et les négliger sans aucun remords si ce n'est pas le cas.

Enfin, et nous n'insisterons jamais assez sur ce point, il faut être de la plus grande méfiance envers les « tubes à caractéristiques exceptionnelles ». Un montage industriel *ne doit pas* exiger des tubes sélectionnés pour fonctionner (on peut admettre cependant l'utilisation exclusive de tubes sélectionnés suivant une norme type J. A. N. qui permet l'élimination des tubes non conformes). En effet, on n'est jamais certain de retrouver un tube ayant les performances exceptionnelles de celui que l'on avait sélectionné et mis sur l'appareil. Pire encore, ces performances peuvent disparaître au bout d'un certain temps d'utilisation. Un tube spécialement insensible à l'effet microphonique peut fort bien recouvrer brusquement sa sensibilité. Un tube sélectionné pour la valeur très faible de son courant de grille peut recevoir sur cette électrode un peu de substance émissive, et perdre son bel isolement d'entrée. Si l'on veut un isolement de grille élevé, il faut utiliser un tube électromètre, ou un montage spécial (triode inversée); si l'on veut une insensibilité à l'effet microphonique, il faut utiliser des tubes spécialement construits pour être antimicrophoniques. C'est à ce prix seulement que l'on arrive à donner à l'appareil cette qualité essentielle : la *sécurité* [119 - 120 - 121 - 122 - 123 - 124].

Il existe des tubes spéciaux, ayant des possibilités remarquables. Il ne faut les utiliser qu'après avoir vérifié qu'ils présentent toutes les garanties de sécurité et de facilité d'approvisionnement permettant de justifier leur emploi. Il est préférable de limiter autant que l'on peut le nombre de types de tubes entrant dans un appareil, même si cette limitation conduit à renoncer à l'emploi de types spécialement appropriés à un usage défini [125 - 126].

Si un réalisateur arrive à construire un appareil électronique complexe n'utilisant cependant que quatre ou cinq types de tubes, sans pour cela trop sacrifier sa simplicité ou le rendement de ses circuits fondamentaux, il mérite des félicitations.

La réduction du nombre de types de tubes, simplifiant les problèmes de maintenance, est un gros argument en faveur d'un appareil.

Il ne faut pas oublier qu'une penthode peut être montée en triode ou en diode, ni qu'en mettant deux tubes identiques en parallèle, on obtient un tube de pente double.

Signalons pour terminer un défaut des tubes assez peu connu et souvent très gênant : l'impédance parasite de cathode (appelée aussi : interface de cathode) [127 - 128 - 129 - 130 - 131 - 132]. Il s'agit d'un mauvais contact entre la couche émissive et le tube de nickel constituant la cathode. Ce mauvais contact a le même effet qu'une résistance de 50 à 500 Ω introduite

en série dans la connexion de cathode du tube, cette résistance étant shuntée par un condensateur de quelques centaines de picofarads (fig. 64). Cette résistance, étant située à l'intérieur de l'ampoule, interdit tout branchement direct sur la cathode du tube.

Le résultat est une contre-réaction, malheureusement variable avec la fréquence, grâce à laquelle des signaux carrés tels que ceux de la figure 65 *a*, appliqués à la grille d'un tube présentant ce défaut, se retrouvent sur son anode déformés comme sur la figure 65 *b*, comme si l'étage amplifiait davantage les fréquences élevées que les basses.

On peut déceler ce défaut de la façon suivante : On relie la cathode du tube à la masse, on alimente son anode à partir d'une source à tension assez basse (une cinquantaine de volts) à travers un milliampèremètre, et

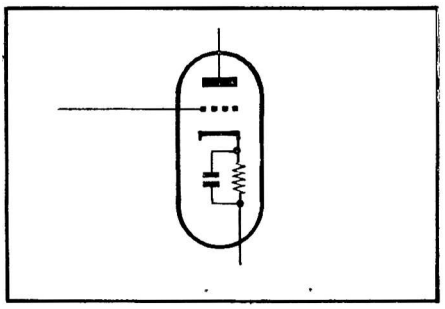


Fig. 64. — L'impédance parasite de cathode d'un tube se comporte comme un condensateur shunté en série avec la connexion de cathode à l'intérieur de l'ampoule.

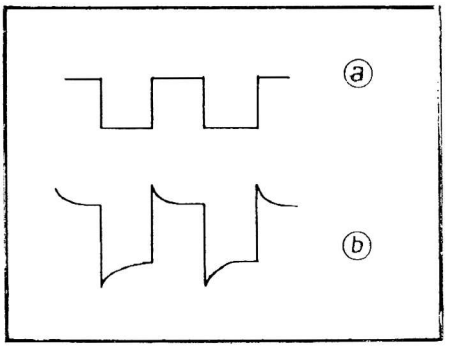


Fig. 65. — Signaux rectangulaires passés par un tube normal (**a**) et par un tube présentant une forte impédance parasite de cathode (**b**).

on relie la grille au + H. T. à travers une résistance de 2 MΩ; ceci fait on lit le courant anodique. Dans ces conditions, la grille n'est nullement polarisée, car le courant grille la fixe au potentiel de la *vraie* cathode, et la résistance parasite de cathode n'intervient qu'en série dans le circuit anodique où son influence est négligeable. En connectant la grille à la masse, on fait intervenir la polarisation due à la résistance parasite de cathode, et le courant diminue : l'importance de cette diminution permettra une mesure relative de la résistance parasite.

B. — Les résistances

Quand on examine un châssis d'appareil électronique du côté du câblage, on aperçoit une quantité d'éléments divers dont la plus grande partie est constituée de résistances. Celles-ci jouent en effet un rôle très important dans tous les montages de base. On les utilise principalement pour :

— abaisser une tension d'une valeur trop élevée à une valeur plus basse (on utilise souvent dans ce cas le diviseur de tension, constitué de deux ou plusieurs résistances);

— transformer une variation de courant en une variation de tension (résistance de charge anodique d'un étage amplificateur);
— fixer le potentiel moyen d'une électrode (résistance de fuite de grille);
— faire apparaître une différence de potentiel entre deux points d'un circuit parcouru par un courant (résistance de polarisation cathodique d'un tube);
— réaliser un filtre passe-haut ou passe-bas en associant une résistance avec un condensateur;
— provoquer un déphasage dans un circuit comportant des éléments réactifs;
— traduire une tension en courant (résistance série d'un voltmètre);
— amortir une oscillation.

Dans plusieurs de ces applications, une variation de la valeur ohmique de la résistance peut être gênante (nous parlerons de valeur ohmique, pour ne pas créer d'ambiguité entre le mot « résistance » que nous emploierons toujours dans ce paragraphe pour désigner la pièce détachée conduisant plus ou moins bien le courant et non la valeur en ohms de cette pièce). Il est donc important de toujours utiliser les résistances d'une façon telle que l'on puisse compter sur la sécurité de leur fonctionnement.

Le plus souvent, on croit qu'il suffit de respecter la condition de dissipation pour être tranquille, autrement dit de vérifier que la puissance dissipée dans une résistance est inférieure au maximum autorisé par le constructeur. Il s'agit là d'une condition *nécessaire,* mais *non suffisante.*

En premier lieu, il faut tenir compte de la nécessité d'abaisser le régime d'utilisation de la résistance si la température ambiante dans laquelle elle est utilisée est élevée; c'est ce que les Américains appellent « derating » [133]. Une résistance prévue pour pouvoir dissiper 2 W à la température ambiante de 25 °C ne doit plus dissiper que 1 W à 80 °C et que 0,5 W à 100 °C.

Ensuite, il y a la condition de tension maximum. Ainsi, une résistance de 5 MΩ 1 W peut supporter théoriquement à ses bornes une tension qui provoque une dissipation de moins de 1 W, c'est-à-dire une tension inférieure à 2230 V. Mais il serait tout à fait contre-indiqué de lui appliquer une telle tension. Même si son isolement est suffisant pour qu'il n'y ait pas claquage, il est à peu près certain que la résistivité du matériau dont la résistance est constituée variera sous l'influence du champ électrique, et que la résistance n'aura plus une valeur ohmique de 5 MΩ. Ce changement de valeur pourra être temporaire (une fois la tension redescendue, la résistance retrouvera alors sa valeur ohmique primitive) ou permanent.

Les fabricants indiquent en général la valeur maximum de tension que l'on peut appliquer sans dommage à leurs résistances. Pour des modèles miniatures classiques, il est prudent de ne pas dépasser 200 V pour le type 0,5 W et 300 V pour le type 1 W. Ainsi, si nous désirons appliquer une tension de 2230 V à une chaîne de résistances dont la valeur ohmique totale soit de 5 MΩ, type 1 W, il faudra utiliser une chaîne de 10 résistances de 500 kΩ.

Reste le problème de la précision. Comme pour les tubes, il ne faut jamais utiliser de résistances *sélectionnées.* En effet, dans un lot de résistances marquées d'un anneau argenté (tolérance 10 %), on pourra très

bien trouver plusieurs pièces dont la valeur ohmique soit égale, à moins de 0,2 % près, à la valeur indiquée; mais il ne faudra pas les considérer comme des résistances dont la précision soit de 0,2 %.

En effet, l'indication de tolérance sur une résistance ne signifie pas seulement la précision avec laquelle la valeur ohmique se rapproche de la valeur indiquée, elle renseigne aussi sur la stabilité dans le temps de la résistance. Ainsi, une pièce marquée « 47 kΩ 10 % » pourra très bien avoir une valeur de 47 071 Ω (précision 0,15 %), mais cette valeur pourra parfaitement varier dans le temps jusqu'à 42 300 Ω (précision 10 %) sans que l'on ait aucun reproche valable à adresser au fabricant. Par contre, une résistance indiquée « 47 kΩ 0,15 % » doit toujours conserver une valeur ohmique comprise entre 46 929 Ω et 47 071 Ω (si le fabricant est honnête !).

Bien entendu, on ne pourra exiger d'une résistance les qualités indiquées sur les caractéristiques du constructeur que si on ne l'a pas malmenée. On soude très souvent les résistances miniatures beaucoup trop près du corps, et il en résulte une variation immédiate de valeur ohmique, souvent suivie d'une variation lente. Les efforts mécaniques appliqués à la résistance sont aussi à éviter; on le fera efficacement en pliant en zig-zag les deux fils de la résistance de sorte que la distance entre les points soudés puisse varier un peu sans entraîner des contraintes trop élevées sur les fils.

Avant d'adopter une marque déterminée de résistances dans la construction d'un appareil, il faut faire des essais systématiques et très durs sur différentes marques, pour déterminer celle qui convient le mieux à l'utilisation prévue. Il est bon, en particulier, d'essayer les pièces sous la charge normale, en faisant dissiper exactement 1 W dans une résistance marquée « 1 W » et en mesurant la valeur ohmique avant, pendant et après l'essai, celui-ci étant si possible très prolongé ou éventuellement répété à intervalles réguliers. On essaiera ensuite la résistance en surcharge, en lui faisant dissiper pendant un temps court une puissance plus élevée que celle pour laquelle elle est construite; on fera un contrôle statistique sur les écarts de valeurs et une vérification des tolérances. On vérifiera la solidité mécanique des fils, la variation de la valeur ohmique quand on soude la résistance trop près du corps, et, éventuellement, l'isolement, qualité précieuse si l'on désire réaliser un câblage compact où la résistance est destinée à être en contact avec d'autres conducteurs transportant des courants divers. On pourra enfin vérifier l'influence d'une série de cycles thermiques sur la résistance, ainsi que l'altération qu'elle subit dans une humidité saturante, et éventuellement dans un brouillard salin [134 - 135 - 136].

S'il s'agit d'une résistance variable ou d'un potentiomètre, il est essentiel de ne pas commettre l'erreur courante consistant à croire qu'il y a une puissance maximum dissipable dans la résistance, comme pour les modèles fixes. En effet, dans le cas des modèles variables, il y a un *courant* maximum, mais la puissance dissipable maximum n'a de sens que si la résistance est réglée à sa valeur la plus élevée.

Prenons un exemple : Soit une résistance variable de 10 kΩ, pour laquelle le constructeur annonce « puissance dissipable maximum 1 W ». Cela veut dire que la puissance que l'on peut dissiper dans la totalité de la résistance est au plus de 1 W, ce que l'on obtiendra avec une tension

aux bornes de 100 V et un courant de 10 mA. Ce courant représente *l'intensité la plus élevée* qui doit passer dans la résistance. Si nous avons ajusté la valeur ohmique à 100 Ω, par exemple, nous ne pourrons toujours faire passer dans la résistance que 10 mA, ce qui représente une dissipation de 0,01 W, alors que l'on croit souvent que cette résistance de 100 Ω peut toujours dissiper 1 W, ce que l'on obtiendrait avec une tension aux bornes de 10 V correspondant à un courant de 100 mA : un tel courant détruirait rapidement la petite portion de la résistance dans laquelle il passe.

C. — Les condensateurs

Le rôle des condensateurs est également très important dans les appareils électroniques. On les utilise principalement comme :

— éléments capables d'arrêter un courant continu et de laisser passer un courant alternatif;
— réservoirs d'énergie;
— éléments dont l'impédance varie en raison inverse de la fréquence;
— organes constitutifs des circuits oscillants, par association avec un bobinage;
— totalisateurs ou intégrateurs de charges reçues.

Leur utilisation est soumise à certaines règles assez simples.

Alors que, pour les résistances, la caractéristique essentielle était la puissance dissipable maximum, c'est la valeur de la tension maximum aux bornes qui est, pour les condensateurs, d'une importance primordiale. Le fait d'utiliser une résistance avec une dissipation trop élevée peut en modifier la valeur ou la détériorer plus ou moins. Avec un condensateur, le résultat est plus net : si on l'utilise en appliquant entre ses armatures une tension trop élevée, il pourra supporter l'épreuve sans dommage, mais, s'il ne la supporte pas, il est irrémédiablement détruit dans le cas d'un modèle à diélectrique solide.

Des essais systématiques ont montré que la durée de vie d'un condensateur était sensiblement proportionnelle, pour les modèles aux papier, à la puissance quatrième du rapport E_o/E, E_o étant la tension *maximum* de service, et E la tension *effective* de service. Il est donc essentiel de ne pas utiliser un condensateur à une tension supérieure, même de très peu, à la tension maximum de service indiquée par le fabricant. Moyennant cette précaution, le condensateur pourra, en pratique, durer indéfiniment s'il est de bonne qualité.

Il y a une autre caractéristique des condensateurs dont on ne s'occupe pas souvent, alors qu'elle a également de l'importance : la valeur du courant *efficace* qui les traverse. Il ne faut pas, en effet, que ce courant dépasse une certaine valeur que le fabricant oublie souvent d'indiquer, au delà de laquelle le risque de le voir endommagé est grand. Cela est particulièrement vrai dans le cas des condensateurs électrochimiques [137], qui ont toujours un angle de pertes plus élevé que celui des modèles au papier [138].

On ne peut être sûr de la longévité d'un condensateur que s'il est enfermé dans un boîtier métallique étanche, avec des sorties par perles de verre ou de céramique soudées; sinon l'humidité finit toujours

par pénétrer dans la masse de l'enroulement et compromettre la sécurité de fonctionnement.

Certains organismes officiels proscrivent les condensateurs électrochimiques dans les appareils qui leur sont destinés. Il s'agit peut-être là d'une mesure un peu sévère, mais elle est prudente, et il faut toujours éviter l'utilisation, dans un appareil, des condensateurs électrochimiques. Si on est absolument obligé de les employer, il ne faut utiliser que les modèles tropicaux étanches, même si l'on ne désire pas réaliser un matériel spécifiquement « tropicalisé ».

Les principaux défauts des condensateurs sont bien connus : défauts d'isolement [139], pertes, inductance parasite et variation de capacité avec la température. Il existe de nombreux appareils de mesure permettant de les déceler et de les mesurer. Mais il convient de signaler un autre défaut, qui est peu connu et occasionne souvent des phénomènes quasi-inexplicables dans les appareils électroniques : la polarisation du diélectrique.

Chargeons un condensateur à une certaine tension, puis mettons-le en court-circuit pendant un temps assez court, en laissant branché à ses bornes un voltmètre électronique de très grande résistance d'entrée. Pour les bons condensateurs, nous constaterons que la tension demeure nulle après la décharge. Mais il y a des modèles avec lesquels on observe une remontée lente de la tension aux bornes, remontée qui peut atteindre le dixième de la tension à laquelle le condensateur avait été chargé avant qu'on le court-circuite. Il s'agit d'une modification du diélectrique sous l'influence de la tension, modification qui ne cesse que lentement après la décharge. Il y a des utilisations pour lesquelles ce phénomène ne présente pas d'inconvénients, par contre il peut perturber gravement le comportement de certains montages, tels que les univibrateurs ou les bases de temps, et il importe de s'assurer que les condensateurs que l'on utilise pour la réalisation de ces montages sont bien dépourvus de ce défaut.

Les condensateurs sont en général plus robustes que les résistances, car il est rare qu'ils ne soient pas fixés sur le châssis de l'appareil; on ne doit jamais compter sur la rigidité des fils de connexion pour les soutenir [140 - 141].

D. — Les bobinages

Les appareils électroniques utilisent en général plusieurs bobinages. Certains sont couplés les uns aux autres par induction, réalisant ainsi des transformateurs, d'autres sont utilisés en raison de leur coefficient de self-induction pour réaliser des bobines d'arrêt ou des éléments constitutifs de circuits oscillants.

Les règles de réalisation de ces bobinages étant bien connues [142 - 143 - 144], nous ne reviendrons pas sur cette question. Nous insisterons toutefois au passage sur le fait que la sécurité de fonctionnement ne s'obtient qu'au prix du montage des transformateurs et inductances dans des cuves étanches avec sorties par perles de verre ou de céramique soudées, et d'un large sur-dimensionnement des enroulements. Il convient, en particulier, de ne pas oublier que, dans un transformateur alimentant un tube redresseur

biplaque, les deux moitiés de l'enroulement haute tension débitent pendant des portions très courtes de la période, et qu'il en résulte une intensité efficace nettement plus élevée que l'intensité continue redressée : la section du fil devra être calculée en conséquence.

On peut réduire l'intensité efficace dans le secondaire H. T. d'un transformateur d'alimentation en utilisant le filtrage par inductance en tête, qui est d'ailleurs absolument obligatoire si l'on utilise des valves à vapeur de mercure ou des redresseurs jonction au germanium, faute de quoi l'intensité de crête atteindrait des valeurs considérables, susceptibles de détériorer rapidement le transformateur et les redresseurs.

Dans le calcul des transformateurs d'alimentation, on veillera à ne pas réduire exagérément le nombre de spires par volt car on provoque ainsi une augmentation de l'induction dans le noyau du transformateur, ce qui augmente les pertes par hystérésis et le courant primaire à vide.

E. — Les relais

Les appareils électroniques importants contiennent souvent des relais [145 - 146 - 147 - 148 - 149]. Il importe de bien les choisir, mais il est au moins aussi important de bien les utiliser, car, en méconnaissant certaines règles, on peut les endommager et compromettre le fonctionnement de l'appareil auquel ils sont intégrés.

Un relais comportant essentiellement un bobinage et un ou plusieurs contacts, nous allons examiner séparément comment on peut protéger ces différentes parties.

Pour le bobinage, il faut d'abord respecter l'indication de courant maximum, en général indiquée dans le but de ne pas surcharger le fil de l'enroulement, quelquefois dans celui d'éviter l'application d'une force mécanique exagérée à l'armature mobile du relais. C'est ainsi que certains relais polarisés à très haute sensibilité peuvent se trouver endommagés par une surintensité très brève dans le bobinage, les dégâts étant essentiellement mécaniques.

Si le bobinage du relais est commandé par le courant anodique d'un tube, il n'y a pas de craintes à éprouver à ce sujet : le relais a été choisi pour que le courant maximum du tube ne puisse l'endommager. Mais, dans ce cas, il y a un autre danger : les surtensions à la rupture du courant. En effet, un tube permet de couper un courant très rapidement, en appliquant une impulsion négative à front très raide sur sa grille. Il en résulte alors, aux bornes de la bobine, une surtension qui peut la détériorer; on observe souvent un véritable claquage par une étincelle jaillissant entre les extrémités du bobinage. On recommande souvent, pour éviter ce défaut, de shunter le bobinage par un condensateur. On arrive ainsi à diminuer la surtension, mais on constitue un circuit oscillant, ce qui peut être très gênant, et on ralentit l'établissement du courant lors du déblocage du tube.

La solution de choix, pour protéger le bobinage d'un relais, est l'utilisation des résistances non-linéaires, disques ou bâtonnets en matériau semiconducteur, ne suivant pas la loi d'Ohm [150]. Il existe, par exemple, un modèle dont le courant est de 0,8 mA sous une tension de 70 V et de 80 mA

sous une tension de 200 V. Utilisons cette *varistance* (c'est le nom généralement utilisé pour désigner un tel semi-conducteur) en parallèle avec un relais alimenté par un tube et nécessitant pour coller un courant de 80 mA. Au moment où nous couperons le courant dans le tube, les 80 mA de l'enroulement circuleront d'abord dans la varistance, et il n'en résultera qu'une tension aux bornes de l'ensemble de l'ordre de 200 V; puis le courant et la tension diminueront rapidement, la puissance emmagasinée dans le bobinage sous forme magnétique se dissipant dans la varistance sous forme thermique.

Avant la coupure du courant, l'effet de la varistance se faisait à peine sentir. Supposons, par exemple que la résistance ohmique du bobinage du relais soit de 875 Ω : la tension aux bornes du relais pendant le passage d'un courant de 80 mA sera de 70 V et le courant dans la varistance ne sera que de 0,8 mA, soit le centième du courant qui passe dans le bobinage. Si l'on avait voulu réduire la surtension à la coupure en-dessous de 200 V, il aurait fallu utiliser une résistance de 2500 Ω (pour laisser passer 80 mA sous 200 V), laquelle aurait consommé, pendant le déblocage du tube, un courant de 28 mA, soit près de 35 % du courant du relais, au lieu des 0,8 mA de la varistance.

La présence d'un bobinage de relais peut perturber le fonctionnement du tube dans le circuit anodique duquel il est inséré; dans ce cas, on peut atténuer les effets de l'inductance du bobinage en shuntant celui-ci par une résistance en série avec un condensateur. La valeur ohmique de la résistance doit être égale à celle du bobinage du relais, et le condensateur doit avoir une valeur C telle que $L = C R^2$, L étant le coefficient de self induction du bobinage. Dans ces conditions, l'ensemble du bobinage, du condensateur et de la résistance se comporte comme une résistance non réactive de valeur R (voir page 150).

Comme il est souvent difficile de connaître la valeur du coefficient L du bobinage, le mieux est d'essayer différentes valeurs de C en observant les surtensions sur l'anode du tube à l'aide d'un oscilloscope. Une valeur particulière de C donnera une surtension minima, et on la choisira pour le montage définitif.

Pour protéger les contacts du relais, on utilisera également des systèmes anti-surtension, de préférence des varistances (dénommées encore résistances V.D.R.) qui atténueront les effets de l'inductance des circuits en série avec les contacts.

Dans un montage comportant des relais, il faut faire attention aux effets possibles des fermetures et surtout des ouvertures des contacts sur le reste du montage. Supposons, par exemple, un relais commandé par un univibrateur; il arrive souvent que l'ouverture des contacts du relais provoque le redéclenchement de l'univibrateur. En effet, à l'ouverture du contact, des oscillations de haute fréquence peuvent se produire, et ces oscillations amorties peuvent agir sur la grille de commande de l'univibrateur et ainsi le déclencher. On pallie cet inconvénient en plaçant en shunt sur le contact un petit condensateur à diélectrique céramique, qui absorbe les oscillations H.F. éventuelles. La capacité de ce condensateur est suffisamment petite pour ne perturber en rien le fonctionnement du relais et des organes commandés par celui-ci. Bien entendu, la présence de ce petit condensateur

ne dispense pas de la nécessité d'utiliser un système pare-étincelles approprié (varistance ou autre).

F. — Les semiconducteurs

Considérés il y a moins de 10 ans comme dépourvus d'applications pratiques, ces « erreurs de la nature » que sont les semiconducteurs voient leurs usages se multiplier en électronique. Ils ont commencé à s'introduire dans la technique sous forme de diodes à cristal et de thermistances [81 - 82 - 83 - 84], puis ont suivi sous celle de transistors [151 - 152], des varistances [153 - 154 - 155], etc...

Nous ne pouvons évidemment pas faire ici une étude détaillée des conditions d'utilisation de ces éléments, car il faudrait pour ce seul paragraphe plusieurs volumes, mais nous donnerons quelques principes utiles pour ceux qui les emploient.

D'abord, il faut avant tout faire attention à la *température* à laquelle ils se trouvent, car la température modifie énormément les propriétés de la plupart d'entre eux, à tel point qu'il s'agit là de leur défaut majeur. Les diodes au germanium, par exemple, sont fort intéressantes à plusieurs point de vue, mais, si l'on doit les utiliser avec un courant inverse faible dans un appareil dont les éléments risquent de dépasser la température de 100 °C, il vaut mieux renoncer à les utiliser. Il faut donc, quand on utilise en un point un semi-conducteur, vérifier l'effet d'une élévation éventuelle de sa température. Un étage amplificateur à transistor peut être parfaitement adapté à une température donnée, mais, pour une élévation de 20 °C, le transistor peut présenter une dissipation de collecteur trop élevée, susceptible de le détériorer rapidement.

Les semiconducteurs ont en général un coefficient de température *négatif* en ce qui concerne leur résistance, d'où la nécessité de ne pas les utiliser dans un domaine d'instabilité dû à ce coefficient. La résistance des varistances, par exemple, diminue toutes choses égales d'ailleurs, quand la température augmente. Si l'on applique à un tel élément une tension trop élevée, il est possible que l'élévation de température entraîne un abaissement de résistance, donc une augmentation de puissance dissipée, donc une nouvelle élévation de température... le tout jusqu'à une dissipation entraînant la destruction de la varistance.

Dans le cas de l'utilisation de transistors, il faut surtout surveiller la dissipation collecteur et l'adaptation des impédances d'entrée et de sortie [151].

G. — Conditions spéciales d'emploi des pièces détachées

Dans le cas où l'appareil est destiné à fonctionner dans des conditions particulières, dans un climat tropical, dans une atmosphère raréfiée, sous l'action de fortes accélérations, etc., les précautions à prendre dans la réalisation augmentent encore [156 - 157]. Suivant les conditions d'utili-

sation de l'appareil, certains matériaux deviennent inutilisables. La bakélite, le carton bakélisé sont à proscrire dans des constructions tropicalisées, de même que les métaux ferreux ou de la famille de l'aluminium non protégés par un traitement de surface efficace.

Il existe une solution à beaucoup de problèmes : le montage de l'appareil dans une enceinte étanche. Mais, pour que cette solution soit efficace, il ne faut pas oublier que cette étanchéité doit être *totale,* les sorties de fils se faisant par perles soudées et toutes les commandes passant par des tiges sous presse-étoupe. Comme l'enceinte étanche doit pouvoir être éventuellement ouverte, on la munit de portes fermant sur des joints de caoutchouc synthétique, et on place à l'intérieur un desséchant, de préférence du gel de silice contenant un sel de cobalt pour permettre de vérifier par un hublot vitré si le produit est toujours actif (il est *bleu*) ou s'il est saturé d'eau (il est alors *rose*) et doit être changé. Le fait de placer le matériel dans une enceinte étanche ne dispense d'ailleurs pas d'utiliser des pièces détachées du type tropical.

Il peut aussi se poser un problème de ventilation; on utilisera alors une armoire étanche munie d'ailettes intérieures et extérieures, peinte en noir mat pour favoriser les échanges thermiques par rayonnement et, si c'est nécessaire, des ventilateurs intérieur et extérieur.

Si l'appareil doit être soumis à de fortes accélérations ou vibrations, on évitera que toute pièce lourde soit maintenue par des fixations trop élastiques risquant de la faire entrer en oscillations, celles-ci pouvant atteindre une amplitude considérable à la résonance.

Une bonne précaution est l'imprégnation de toutes les parties du montage dans une matière plastique à durcissement catalytique (« potting »). Mais, dans ce cas, le montage devient impossible à dépanner; il convient alors de le fractionner en plusieurs éléments, reliés entre eux par des broches, ce qui permet de remplacer aisément la partie défectueuse sans avoir à changer tout l'ensemble.

Le fonctionnement en atmosphère raréfiée, en haute atmosphère par exemple, pose des problèmes, car l'air cesse de posséder une grande rigidité diélectrique et une étincelle peut éclater entre deux points sous l'influence d'une différence de potentiel relativement faible. Là encore, l'imprégnation par une matière plastique permet d'éviter ces ennuis, et cette technique présente également l'avantage de permettre la réalisation de montages extrêmement légers (le produit plastique maintenant les éléments en position, il n'est pas nécessaire de prévoir un châssis) ce qui est en général une qualité essentielle pour les appareils envoyés dans la haute atmosphère, à bord de fusées ou d'engins analogues.

Les tubes doivent évidemment être choisis pour pouvoir supporter les efforts dûs aux vibrations ou accélérations; mais, fort heureusement, il existe de nombreux tubes de ce type [158].

CHAPITRE X

Calcul des éléments des montages de base

Une partie des valeurs des éléments intervenant dans les montages de base (résistances, condensateurs, bobinages, etc...) a été définie expérimentalement; néanmoins, il est essentiel de pouvoir déterminer par le calcul la totalité des éléments, car on ne peut tirer le maximum de rendement d'un montage donné que si l'on a choisi ses constituants à la suite d'un raisonnement se traduisant par des chiffres.

Les calculs, en électronique, utilisent presque uniquement la loi d'Ohm, mais après l'avoir généralisée et lui avoir donné des possibilités d'utilisation dans presque tous les domaines. C'est ainsi que l'introduction des nombres complexes permet de faire les calculs des circuits en courant alternatif aussi simplement qu'on les exécute en courant continu. Certains théorèmes, tel le théorème de Thévenin, permettent, en ramenant un montage à un autre plus simple, de trouver en quelques lignes la solution d'un problème qui aurait demandé des pages entières par les méthodes habituelles.

En plus des éléments « passifs » du montage (condensateurs, résistances, inductances, etc...) qui obéissent très exactement aux lois de l'électricité, il y a dans les montages des éléments « actifs » (tubes, transistors, etc...) pour lesquels on ne peut pas toujours donner des formules commodes et valables dans de grands domaines de fonctionnement. Aussi fait-on un large usage des constructions graphiques utilisant simultanément un réseau de courbes d'origine expérimentale et des constructions mathématiques relevant de la géométrie analytique simple.

Nous commencerons donc par rappeler certaines notions de mathématiques utilisées dans le calcul des appareils électroniques, puis nous énoncerons les théorèmes de Thévenin et des équivalences étoile-triangle. Nous donnerons ensuite la manière de résoudre certains problèmes de tubes par des déterminations graphiques, et nous analyserons enfin les calculs typiques relatifs aux différents montages de base, en commençant par les amplificateurs, en continuant par les oscillateurs, les montages à

plusieurs états d'équilibre, et en terminant par les alimentations, simples ou stabilisées.

Nous nous excusons à l'avance auprès de nos lecteurs du côté un peu aride de ce chapitre, surtout de son début, mais nous croyons sincèrement que ceux qui auront le courage de lire ce chapitre en entier en tireront profit.

A. — Rappel de quelques notions de mathématiques et d'électricité

A tout seigneur, tout honneur ! Nous commencerons donc par rappeler la loi fondamentale de toute l'électricité : la loi d'Ohm.

Cette loi dit que :

La différence de potentiel U qui existe aux bornes d'un conducteur parcouru par un courant d'intensité i est proportionnelle à i et le coefficient de proportionalité, caractéristique du conducteur, s'appelle la résistance R de ce dernier, soit :

$$U = Ri \text{ qui se note aussi : } i = U/R \text{ ou } R = U/i.$$

Spécifions bien que cette loi n'est valable que pour une certaine catégorie de conducteurs (les métaux et certains semi-conducteurs très particuliers); mais il y a des quantités de corps laissant passer le courant et ne suivant par la loi d'Ohm.

Ensuite vient la loi de Joule : la puissance W dissipée dans un conducteur est égale au produit de la différence de potentiel U aux bornes de ce conducteur par le courant i qui le traverse : $W = Ui$.

En tenant compte de la loi d'Ohm, on en déduit que :

$$W = R\,i^2 = \frac{U^2}{R} \quad \text{donc } R = \frac{W}{i^2} = \frac{U^2}{W}.$$

Si nous étudions maintenant les condensateurs, la loi essentielle est celle énonçant que la charge Q contenue dans un condensateur est proportionnelle à la différence de potentiel V entre ses armatures, le coefficient de proportionalité étant une grandeur C caractéristique du condensateur et que l'on appelle sa capacité : $Q = CV$.

On peut en déduire facilement le courant i qui traverse un condensateur aux bornes duquel la tension varie :

$i = C\,dV/dt$, dV/dt désignant la dérivée de V par rapport au temps t

On en déduit que, si la tension est alternative et égale à :

$$V = A\sin\omega t$$

le courant vaudra :

$$i = C\,dV/dt = CA\omega\cos\omega t = CA\omega\sin(\omega t + \pi/2)$$

ce qui montre que le courant a la même valeur efficace que celui qui traverserait une résistance :

$$Z = 1/C\omega.$$

On peut démontrer que l'énergie contenue dans un condensateur est :

$$T = \frac{1}{2} Q V = \frac{1}{2} CV^2.$$

Si un condensateur, chargé à la tension V, est branché à l'instant t = O sur une résistance pure R, la tension aux bornes du condensateur à l'instant t étant désignée par v, on a

$v = R\ i$ (i étant le courant de décharge du condensateur);
$i = -C\ dv/dt$.

Le rapprochement de ces deux égalités nous montre que :

$$v + RC\ dv/dt = O.$$

Cette équation différentielle est à variables séparées :

$$dv/v = -dt/RC ;$$

en intégrant les deux membres, soit :

$$\int dv/v = -\int \frac{dt}{RC}$$

ce qui donne :

$$L\ |v| = -\frac{t}{RC} + \text{constante},$$

le symbole L désignant le logarithme népérien (à base e). Nous avons donc : $v = \lambda\ e^{-t/RC}$, λ étant une constante que l'on détermine en se rappelant que pour t=O, $v = V$, donc $V = \lambda$; et l'on a en définitive :

$$v = Ve^{-t/RC}$$

On trouvera en appendice (page 289) une courbe donnant les valeurs de $e^{-t/RC}$ en fonction de t/RC, mais il est bon de se rappeler que $e^{-1} = 0{,}368$, $e^{-2} = 0{,}135$ et $e^{-3} = 0{,}05$, soit très approximativement 1/3, 1/8 et 1/20 (cette dernière valeur étant assez précise). Il est utile de se rappeler ces chiffres qui jouent un rôle assez important dans la détermination des constantes de temps.

Si maintenant nous branchons en série une source de force électromotrice E, une résistance R et un condensateur C, la loi de variation de v en fonction du temps se trouve par une équation différentielle très analogue à celle que nous avons résolue plus haut, et nous obtenons, en supposant qu'au début le condensateur n'est pas chargé :

$$v = V\ (1 - e^{-t/RC}).$$

Nous indiquons sur une courbe (page 289) les valeurs de la parenthèse en fonction de t/RC [159].

Ces études de charge et décharge exponentielles sont très importantes,

car on se réfère toujours à elles dans la théorie des montages à plusieurs états d'équilibre dont un instable.

Venons-en aux bobinages. Si un enroulement possède un coefficient de self-induction L, la tension E aux bornes de ce bobinage parcouru par un courant variable i est à chaque instant :

$$E = L di/dt.$$

On peut déduire de ce fait que le courant dans un bobinage de self-induction L, auquel on applique une tension $E = A\sin\omega t$ vaut :

$$i = \int \frac{E}{L}\, dt = -\frac{A}{L\omega}\cdot\cos\omega t = -\frac{A}{L\omega}\cdot\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right).$$

Ce courant possède la même valeur efficace que celui qui traverserait une résistance $Z = L\omega$, et il est en retard de $\pi/2$ sur la tension.

Rappelons maintenant le principe du calcul des circuits en courant alternatif. On peut appliquer la méthode vectorielle. Après avoir choisi une unité de longueur correspondant à l'unité de tension, une autre unité de longueur correspondant à l'unité d'intensité, on convient de représenter les tensions (et les courants) alternatifs par des vecteurs dont la longueur correspond à la valeur maximum de la tension (ou du courant) et l'angle polaire par rapport à une direction repère correspond à la phase de la tension (ou du courant considéré). Donnons un exemple de ce type de calcul.

Soit le filtre de la figure 66, dans lequel nous désignerons les valeurs ohmiques des résistances série et parallèle par S et P respectivement (il

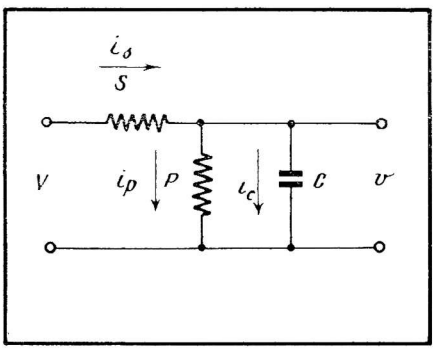


Fig. 66. — Définition des grandeurs du filtre à étudier par la méthode vectorielle.

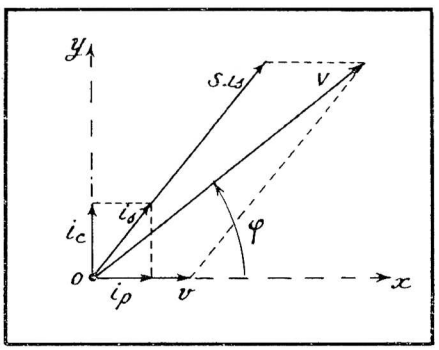


Fig. 67 — Diagramme vectoriel du filtre de la figure 66.

est souvent bon d'éviter dans les calculs les notations comportant trop d'indices, telles que R_1 ou R_2) et la capacité du condensateur par C. La tension d'entrée est V, celle de sortie v. La construction vectorielle est indiquée sur la figure 67. Nous partons du vecteur qui représente v. Nous en déduisons immédiatement les vecteurs représentant les courants i_P et i_C circulant respectivement dans la résistance parallèle et dans le condensateur. En effet, la valeur de i_P est égale à celle de v divisée par P, et le vecteur correspondant est porté par la même demi-droite que celui qui représente v puisque i_P est en phase avec v.

Pour avoir i_C, on divise v par $1/C\omega$ et on tient compte du déphasage de $\pi/2$ en avance, on a ainsi le vecteur $\vec{i_C}$. Le courant dans S est la somme vectorielle des courants dans P et C, le vecteur qui le représente est donc la somme vectorielle des vecteurs $\vec{i_P}$ et $\vec{i_C}$; on obtient ainsi le vecteur $\vec{i_S}$.

La chute de tension dans S est le produit de $\vec{i_S}$ par S, et le vecteur correspondant s'obtient en multipliant le vecteur i_S par la valeur S. En ajoutant vectoriellement à ce dernier vecteur le vecteur $\vec{v}$, on obtiendra le vecteur $\vec{V}$, puisque V est la somme de v et de la chute de tension dans la résistance série.

Il serait facile de calculer les composantes du vecteur V dans un système d'axes rectangulaires dont l'axe des x serait le prolongement du vecteur $\vec{v}$, et l'axe des y celui de $\vec{i_C}$; on trouverait, comme composante suivant l'axe des x :

$$v\left(1 + \frac{S}{P}\right)$$

et suivant l'axe des y :

$$vCS\omega.$$

Dès lors, on en déduirait immédiatement le déphasage φ du filtre :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{CS\omega}{1 + \frac{S}{P}}$$

et son atténuation :

$$\sqrt{(CS\omega)^2 + \left(1 + \frac{S}{P}\right)^2}$$

ce chiffre, supérieur à 1, indiquant combien de fois la tension efficace de V est supérieure à celle de v.

La méthode vectorielle est souvent très efficace; elle a, en outre, l'avantage de donner une représentation concrète des différents courants et tensions qui aide le raisonnement.

La méthode de calcul par les nombres complexes est la traduction analytique de la méthode précédente. Elle est basée sur le fait que, dans le plan complexe, on peut représenter un point, extrémité d'un vecteur d'origine O, comme l'image d'un nombre complexe dont le module est égal à la valeur de crête du courant (ou de la tension) considéré, et l'argument est ωt.

On introduit alors la notion d'impédance complexe :
celle d'une bobine de self L est $j\omega L$;
celle d'un condensateur de capacité C est $\frac{1}{jC\omega} = \frac{-j}{C\omega}$,
j désignant le symbole $\sqrt{-1}$, l'imaginaire que l'on appelle plutôt i en

mathématiques; mais le symbole j a été adopté ici pour éviter toute confusion avec une intensité.

Le calcul s'opère ainsi : On représente une grandeur alternative d'amplitude A et de phase φ par

$$A \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}$$

et on raisonne suivant la loi d'Ohm, en supposant les valeurs de résistances complexes suivantes :

pour les résistances pures : R
pour les inductances : $j\omega L$
pour les condensateurs : $\frac{-j}{C\omega}$ ou $\frac{1}{jC\omega}$.

Les résistances complexes peuvent s'additionner dans le cas du montage en série, ou ce sont leurs inverses qui s'additionnent pour donner l'inverse de la résistance complexe équivalente dans le cas où elles sont montées en parallèle.

Une fois les calculs faits, on chasse les quantités complexes du dénominateur de la fraction que l'on obtient généralement et les termes réels représentant la composante en phase, les termes imaginaires représentant la composante déphasée $\pi/2$.

Prenons comme exemple de calcul le circuit de la figure 68, correspondant au cas où l'on a shunté un bobinage dont le coefficient de self-

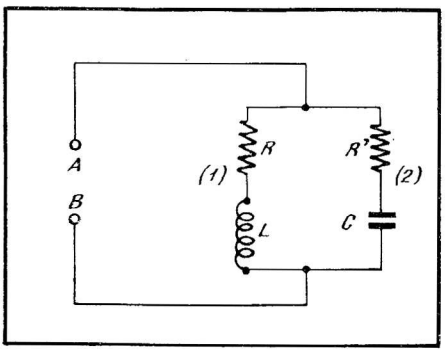


Fig. 68. — Circuit à étudier par la méthode des nombres complexes.

induction est L et la résistance ohmique R par un ensemble résistance R' et condensateur C. Nous voudrions choisir R' et C de telle sorte que l'impédance globale ne soit pas fonction de ω, autrement dit qu'elle soit indépendante de la fréquence.

L'impédance complexe Z_1 de la branche (1) de ce réseau est la somme de l'impédance complexe (R) de la résistance et de celle de la bobine ($j\omega L$) puisque ces éléments sont montés en série :

$$Z_1 = R + j\omega L.$$

De même, l'impédance complexe de la branche (2) sera :

$$Z_2 = R' - \frac{j}{C\omega}$$

L'impédance des deux branches en parallèle, vue entre les points A et B sera donc :

$$Z = \frac{Z_1 \, Z_2}{Z_1 + Z_2},$$

ce qui nous donne ici :

$$Z = \frac{RR' + \frac{L}{C} + j\left(\omega LR' - \frac{R}{C\omega}\right)}{R + R' + j\left(\omega L - \frac{1}{C\omega}\right)}.$$

Nous voulons que Z soit indépendant de ω, il faut et il suffit que les parties contenant ω au numérateur et au dénominateur soient dans un rapport constant λ, ce rapport étant aussi celui des parties du numérateur et du dénominateur qui ne contiennent pas ω.

Ecrivons que ces parties sont dans le rapport λ :

$$RR' + \frac{L}{C} = \lambda (R + R') \quad (1)$$

$$\omega LR' - \frac{R}{C\omega} = \lambda \left(\omega L - \frac{1}{C\omega}\right) \quad (2)$$

La deuxième équation ne peut être vérifiée, quel que soit ω, que si : $R' = R$, ce qui nous donne : $\lambda = R$

En remplaçant R' et λ par R dans l'équation (1), nous avons : $\frac{L}{C} = R^2$

et nous voyons que, pour $R' = R$ et $C = \frac{L}{R^2}$, Z est indépendant de ω, réel et égal à R.

B. — Transformations simplifiant les calculs

Nous faisons allusion ici au théorème de Thévenin (ainsi qu'à la transformation qui en résulte) et à la transformation étoile-triangle, ou triangle-étoile. Le théorème de Thévenin est une généralisation de la loi d'Ohm; il est simple une fois qu'on l'a bien compris, mais il est difficile à exposer. Commençons par donner quelques définitions.

On appelle « nœud » d'un réseau un point où aboutissent plus de deux conducteurs (fig. 69).

On appelle « branche » d'un réseau un ensemble d'éléments en série allant d'un nœud à un autre sans passer par d'autres nœuds.

On appelle « résistance d'une branche » la somme des résistances ohmiques rencontrées en suivant la branche d'un nœud à l'autre, en additionnant les résistances pures, les résistances internes des générateurs

éventuels et les résistances ohmiques (parties réelles) des éléments réactifs (bobinages).

On appelle « résistance équivalente entre deux points du réseau » la valeur résultant de la mise en parallèle des résistances correspondant aux différents chemins que peut emprunter le courant pour aller d'un de ces

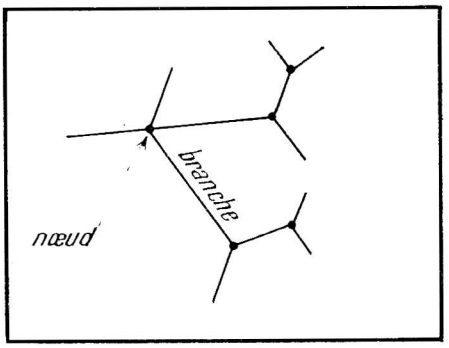


Fig. 69. — Définition d'une branche et d'un nœud dans un réseau électrique.

points à l'autre, en faisant attention à emprunter tous les chemins possibles et à ne jamais emprunter deux chemins ayant une partie commune.

Cette dernière définition étant la plus difficile à comprendre, nous allons donner quelques exemples avant de poursuivre.

Considérons le réseau de la figure 70, et proposons-nous de calculer sa résistance équivalente entre les points A et B.

Pour aller de A vers B, on peut emprunter le chemin 1, on y trouve la résistance R_1, le chemin 2 dans lequel on trouve la résistance R_2 et le

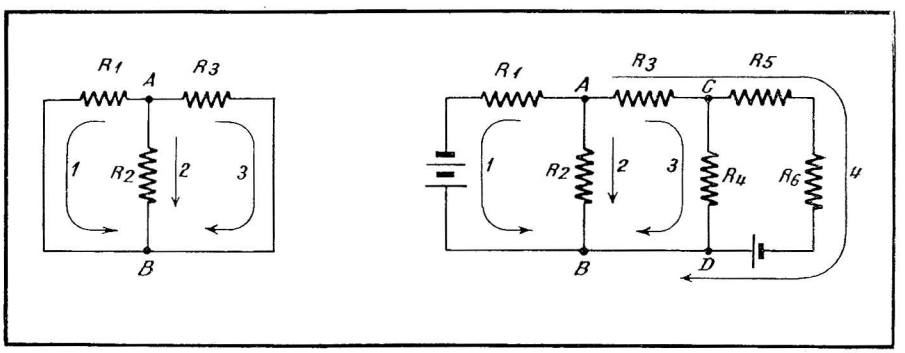


Fig. 70. — Les trois chemins possibles pour aller de **A** en **B** sont bien indépendants et n'ont pas d'éléments communs.

Fig. 71. — Les chemins **3** et **4** ayant l'élément R_3 en commun, il faudra procéder à une transformation partielle avant de calculer l'impédance équivalente entre **A** et **B**.

chemin 3 dans lequel on rencontre la résistance R_3. Tous les chemins possibles ont été utilisés, et aucun élément de l'un de ces chemins n'est commun à un autre.

Notre résistance équivalente R entre les points A et B sera celle qui résulte de la mise en parallèle de R_1, R_2 et R_3 ; c'est-à-dire que l'on aura :

$$\frac{1''}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}.$$

Considérons maintenant le réseau de la figure 71, dans lequel nous avons introduit deux piles dont nous supposerons les résistances internes nulles (si ces résistances ne sont pas nulles, on les incorpore dans R_1 et dans R_6) pour montrer que, dans le calcul de la résistance équivalente, on ne tient pas compte des sources de courant sans résistance interne.

Calculons la résistance équivalente de notre réseau entre les points A et B. Pour aller de A vers B, nous avons quatre chemins possibles, indiqués sur la figure par les flèches numérotées de 1 à 4. Mais il nous est impossible d'appliquer le raisonnement précédent, car les chemins 3 et 4 empruntent tous les deux un élément commun : la résistance R_3.

Pour calculer la résistance équivalente, nous allons commencer par remplacer l'ensemble de R_4, R_5 et R_6 par une seule résistance équivalente.

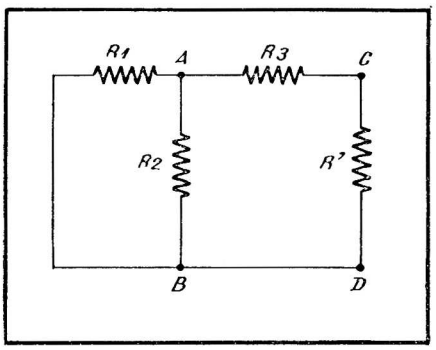


Fig. 72. — Les résistances R_4, R_5 et R_6 sont remplacées par une résistance équivalente R' dans le montage de la figure 71; on peut alors calculer la résistance équivalente entre **A** et **B**.

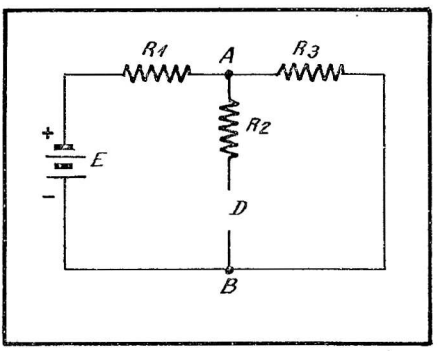


Fig. 73. — Application du théorème de Thévenin à un montage simple.

En effet, entre C et D nous avons la résistance R_4 en parallèle avec la résistance $R_5 + R_6$ (on néglige la pile), ce qui nous donne une résistance équivalente :

$$R' = \frac{R_4 (R_5 + R_6)}{R_4 + R_5 + R_6}.$$

Le réseau de la figure 71 est donc identique, au point de vue de la résistance équivalente entre A et B, à celui de la figure 72; dans ce dernier, la résistance équivalente entre A et B se calcule comme pour le réseau de la figure 70, en y remplaçant R_3 par $R_3 + R'$.

Toutes ces définitions et précisions étant données, voici enfin l'énoncé du théorème de Thévenin :

Soit, dans un réseau, une branche AB. Le courant qui circule dans la branche AB est égal au quotient de la différence de potentiel qui apparaîtrait entre A et B si l'on coupait la branche AB, par la somme de la résistance

de cette branche et de la résistance équivalente du réseau entre A et B en supposant la branche AB coupée.

Donnons-en un exemple : Soit le réseau de la figure 73 dans lequel nous voulons calculer le courant dans la branche AB (quand cette branche n'est pas coupée. évidemment).

Coupons la branche AB, au point D par exemple : la différence de potentiel qui apparaît entre A et B est facile à calculer puisque, dans ce cas, seuls R_1 et R_3 interviennent, et ils constituent un diviseur de tension, cette différence de potentiel serait :

$$e = E \frac{R_3}{R_1 + R_3} .$$

La résistance de la branche AB est R_2 ; la résistance équivalente du réseau entre les points A et B en supposant la branche AB coupée est équivalente à R_1 en parallèle avec R_3 soit :

$$\frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} .$$

On obtiendra donc le courant dans la branche AB en divisant la valeur de la différence de potentiel e que nous avons indiquée plus haut par :

$$R_2 + \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} .$$

Les expressions auxquelles on arrive peuvent sembler compliquées, mais il ne faut pas oublier qu'il s'agit ici de calcul algébrique abstrait; dans la pratique, on calcule sur des réseaux existants, et, au fur et à mesure que l'on rencontre une expression algébrique faisant intervenir les éléments du montage, on en calcule la valeur numérique.

Soit, par exemple, le montage de la figure 73 avec E = 100 V, R_1 = 80 kΩ, R_2 = 4 kΩ et R_3 = 20 kΩ. Si nous coupons la branche AB, la tension qui va apparaître entre A et B sera :

$$e = 100 . \frac{20\,000}{80\,000 + 20\,000} = 20 \text{ V}.$$

La résistance équivalente du réseau entre A et B en supposant la branche AB coupée est équivalente à 80 kΩ en parallèle avec 20 kΩ, soit :

$$10^4 . \frac{2 . 8}{2 + 8} = 1{,}6 . 10^4, \text{ soit } 16 \text{ kΩ}$$

(notons à ce propos la méthode utilisée pour ne pas s'embarrasser de nombreux zéros dans les calculs).

La résistance de la branche AB étant de 4 kΩ, le courant qui passera dans AB lorsque la coupure sera supprimée aura la valeur de celui qu'une source de 20 V fait passer dans deux résistances en série, l'une de 16 kΩ, l'autre de 4 kΩ (soit en tout 20 kΩ); ce courant vaudra donc 1 mA.

En n'employant pas le théorème de Thévenin, on aurait dû faire un calcul un peu plus compliqué pour arriver à ce résultat; pour certains

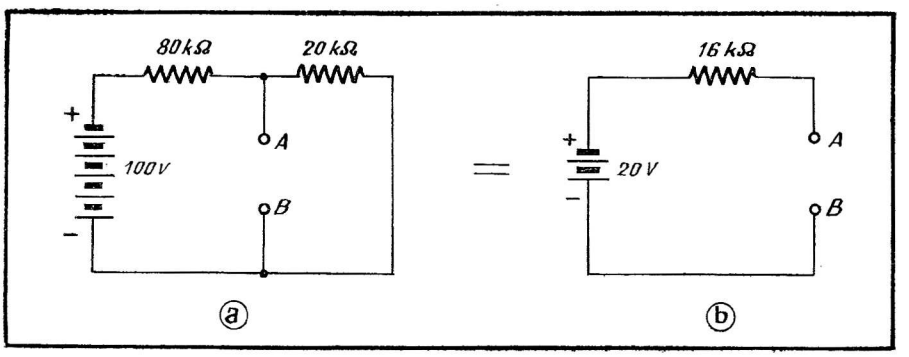


Fig. 74. — La transformation de Thévenin permet de remplacer le montage (a) par le montage plus simple (b) qui lui est équivalent pour tout ce que l'on branche entre A et B.

réseaux, le calcul par le théorème de Thévenin peut représenter un gain de temps considérable par rapport aux autres méthodes.

Mais le plus grand intérêt du théorème de Thévenin est qu'il conduit à la « transformation de Thévenin », qui permet de remplacer un circuit par un circuit plus simple. En effet, dans l'exemple numérique que nous avons indiqué ci-dessus, nous voyons que l'ensemble de la pile de 100 V et des résistances R_1 et R_3 se comporte exactement comme une pile de 20 V dont la résistance interne serait de 16 kΩ.

La transformation de Thévenin consiste à remplacer tout un réseau par une source unique ayant une certaine résistance interne. Cette transformation est représentée par la figure 74, le signe « égal » signifiant que les deux montages sont équivalents au point de vue de leur effet sur ce que l'on peut brancher entre A et B.

L'utilisation de cette transformation va permettre de simplifier considérablement les calculs si, par exemple, la chaîne d'éléments que nous voulons brancher entre A et B comporte une pile. Supposons que nous branchions entre A et B une résistance de 1 kΩ en série avec une pile de

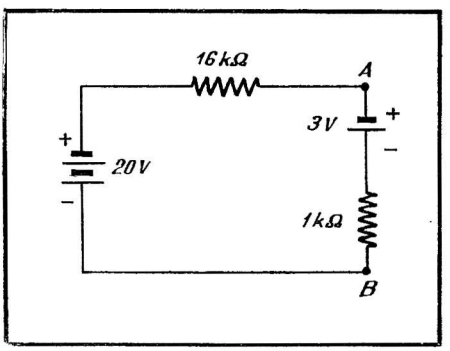


Fig. 75. — Application de la transformation de Thévenin dans le cas du montage de la figure 74 pour un calcul d'intensité.

3 V dont le pôle positif soit dirigé vers le point A. Si nous voulons connaître le courant qui en résultera dans la branche AB, ce sera relativement difficile en raisonnant sur le montage tel qu'il apparaît sur la figure 74 *a*; mais, en utilisant son transformé de Thévenin qui est représenté sur la figure 74 *b*,

nous voyons tout de suite (fig. 75) que le courant est égal à la différence des forces électromotrices des piles (soit 20 — 3 = 17 V) divisé par la résistance totale (soit 16 + 1 = 17 kΩ) ce qui donne 1 mA. Le calcul de ce courant sans l'aide de la transformation aurait nécessité la résolution d'un système de deux équations à deux inconnues.

La transformation est encore plus utile lorsque l'on branche entre les points A et B un élément qui ne suit pas la loi d'Ohm (attention, l'utilisation de la transformation suppose que tous les autres éléments du réseau suivent la loi d'Ohm !) On peut alors calculer facilement le courant dans cet élément en traçant une droite de charge sur sa courbe courant-tension ce qui n'aurait pas été possible sans la transformation.

L'utilisation de cette transformation ne se borne pas à faciliter les calculs, elle conduit à modifier les circuits dans certains cas.

Soit un tube que nous devons alimenter sous une tension anodique de 100 V, avec une résistance de charge anodique de 100 kΩ; mais nous ne disposons que d'une alimentation donnant 300 V.

La solution qui vient naturellement à l'esprit de ceux qui ne sont pas familiarisés avec la transformation de Thévenin est l'utilisation du schéma de la figure 76 *a*, où le diviseur de tension R_1 - R_2 ramène la tension de la source à 100 V. Il n'est en effet pas question d'utiliser une simple résistance « chutrice » puisque la tension *d'alimentation* doit être de 100 V, et l'utili-

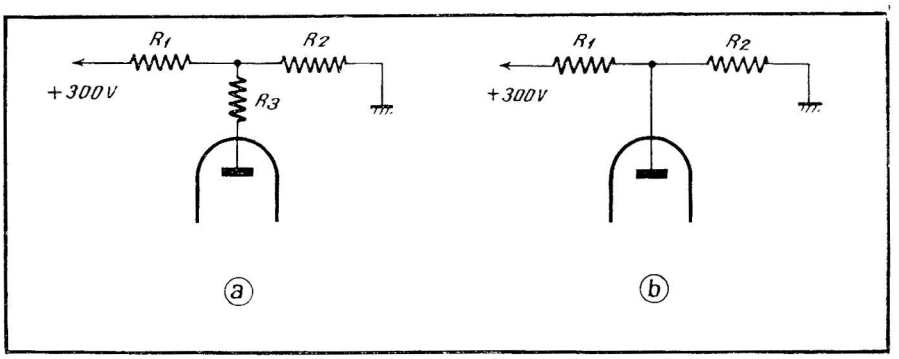


Fig. 76. — L'application de la transformation de Thévenin montre que, pour alimenter un tube sous une tension de 100 V, quand on ne dispose que de 300 V, la solution du diviseur de faible résistance de rapport 1/3 représentée en (**a**) est à rejeter; il vaut mieux utiliser le montage (**b**) qui résout rigoureusement et économiquement le problème.

sation d'une seule résistance conduirait à l'application d'une tension anodique de 300 V au tube si le courant anodique de ce dernier tombe à zéro.

Pour obtenir ce résultat, il suffira de prendre pour R_2 une valeur qui soit la moitié de celle de R_1. Le raisonnement courant est alors le suivant : « Pour que la charge anodique du tube soit 100 kΩ, nous allons prendre des valeurs de R_1 et de R_2 petites par rapport à 100 kΩ, et nous prendrons R_3 = 100 kΩ. »

On choisirait, par exemple, R_1 = 20 kΩ, R_2 = 10 kΩ.

Cela présente deux inconvénients :

1°) La résistance de charge du tube n'est pas exactement 100 kΩ, mais elle vaut la somme de 100 kΩ et de la résistance équivalente de l'ensemble

alimentation-diviseur de tension (on calcule aisément que cette dernière vaut ici 6,6 kΩ);

2°) Les résistances R_1 et R_2 consomment inutilement du courant; la dissipation dans R_2 est égale ou inférieure à 1 W, et dans R_1, elle est de l'ordre de 2 W. De toutes façons, un courant d'au moins 10 mA traverse les résistances R_1 et R_2, même si le tube ne consomme rien.

Mais, si l'on pense à la transformation de Thévenin, il est logique de faire jouer le rôle de résistance de charge du tube à la résistance équivalente de l'ensemble alimentation-diviseur de tension, et on est alors conduit au schéma de la figure 76 *b*.

Pour que la tension d'alimentation du tube soit de 100 V, il suffit que la tension aux bornes du tube, quand le circuit anodique de celui-ci est coupé, soit égale à 100 V, ce qui entraîne, comme plus haut $R_1 = 2R_2$.

Nous voulons que la résistance équivalente du réseau constitué par l'alimentation et le diviseur soit égale à 100 kΩ; il faut donc qu'en mettant R_1 en parallèle avec R_2 on obtienne 100 kΩ.

Or $R_1 = 2R_2$, et l'on sait qu'en mettant une résistance R en parallèle avec une résistance 2R, on obtient une résistance équivalente à 2/3 R.

Il faut donc que $2/3\ R_2 = 100$ kΩ, ce qui donne : $R_2 = 150$ kΩ, donc $R_1 = 300$ kΩ.

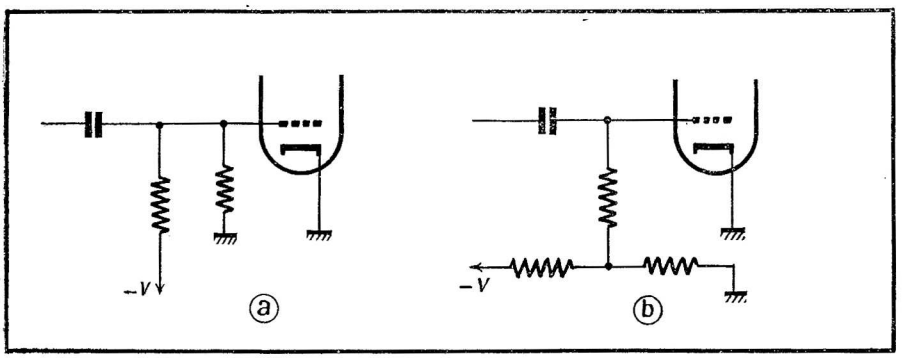


Fig. 77. — Pour polariser une grille, le montage (a) est souvent plus indiqué que le montage (b), auquel il est électriquement équivalent d'après le théorème de Thévenin.

Avec un tel montage, nous aurons *exactement* 100 kΩ comme résistance de charge anodique, et de plus cette disposition présentera l'immense avantage de ne consommer que 0,66 mA quand le tube sera bloqué, la consommation montant seulement à 1 mA quand le tube consommera 1 mA. Autrement dit, la dissipation dans R_1 variera entre 0,13 W et 0,3 W, et dans R_2 entre 0,06 W et zéro. Les résistances R_1 et R_2 seront dès lors des modèles miniatures, ne chaufferont pas, et on aura économisé près de 10 mA de consommation inutile sur la source d'alimentation.

C'est pour cette même raison que nous préférons polariser les grilles des tubes par le montage de la figure 77 *a* que par celui, beaucoup plus classique, de la figure 77 *b*. C'est ce type de polarisation que nous avons utilisé sur les montages des figures 51 (page 113) et 57 (page 128).

Il existe une autre transformation, d'emploi moins général que celle de

Thévenin, mais que l'on a l'occasion d'utiliser quelquefois : la transformation étoile-triangle, ou triangle-étoile.

On appelle montage en étoile un réseau analogue à celui de la figure 78 *a* dans lequel trois bras de résistances respectives R_1, R_2 et R_3 réunissent un même point aux trois points A, B et C. Dans le montage en triangle de la figure 78 *b*, le bras de résistance ρ_1 réunit B et C, celui de la résistance ρ_2 réunit C et A et celui de résistance ρ_3 réunit A et B.

Ces deux réseaux peuvent être identiques l'un à l'autre et remplacés l'un par l'autre indifféremment (sauf en ce qui concerne le calcul des courants dans les bras) si l'on a donné à ρ_1, ρ_2 et ρ_3 des valeurs adéquates en fonction de R_1, R_2 et R_3.

Pour calculer les valeurs des résistances R en fonction de celles des résistances ρ, c'est-à-dire pour passer d'un montage triangle à son équi-

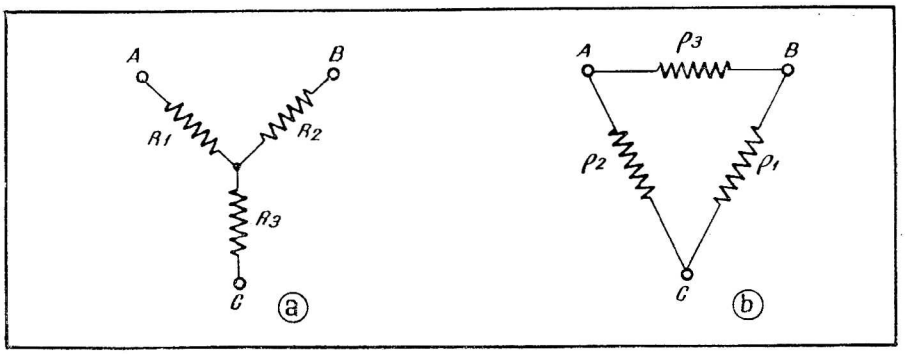


Fig. 78. — Pour la plupart des calculs, on peut remplacer le réseau en étoile de la figure (**a**) par le réseau en triangle (**b**) ou réciproquement.

valent étoile (cas le moins fréquent), on écrit que les résistances équivalentes des deux réseaux entre les points A et B sont les mêmes, et on fait de même pour les résistances équivalentes entre les points B et C, puis entre les points A et C, ce qui nous donne trois équations :

$$R_1 + R_2 = \frac{\rho_3 (\rho_1 + \rho_2)}{\rho_1 + \rho_2 + \rho_3}$$

$$R_2 + R_3 = \frac{\rho_1 (\rho_2 + \rho_3)}{\rho_1 + \rho_2 + \rho_3}$$

$$R_3 + R_1 = \frac{\rho_2 (\rho_3 + \rho_1)}{\rho_1 + \rho_2 + \rho_3} .$$

En additionnant membre à membre ces trois équations et en divisant le résultat par 2 dans les deux membres, il vient :

$$R_1 + R_2 + R_3 = \frac{\rho_1\rho_2 + \rho_2\rho_3 + \rho_1\rho_3}{\rho_1 + \rho_2 + \rho_3} .$$

En retranchant de cette valeur $R_2 + R_3$ que nous donne la deuxième équation, nous obtenons :

$$R_1 = \frac{\rho_2 \rho_3}{\rho_1 + \rho_2 + \rho_3}$$ et, par permutation circulaire :

$$R_2 = \frac{\rho_3 \rho_1}{\rho_1 + \rho_2 + \rho_3}$$

$$R_3 = \frac{\rho_1 \rho_2}{\rho_1 + \rho_2 + \rho_3}.$$

Si, maintenant, nous voulons calculer les résistances ρ en fonction des résistances R, c'est-à-dire passer d'un montage étoile à son équivalent triangle (cas le plus fréquent), nous calculerons, à partir des valeurs obtenues ci-dessus, l'expression :

$$R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3.$$

Toutes simplifications faites, on trouve que cette expression vaut :

$$\frac{\rho_1 \rho_2 \rho_3}{\rho_1 + \rho_2 + \rho_3}.$$

Il suffit donc de la diviser par R_1 pour avoir ρ_1, par R_2 pour avoir ρ_2 et par R_3 pour avoir ρ_3, soit :

$$\rho_1 = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_1}$$

$$\rho_2 = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_2}$$

$$\rho_3 = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_3}.$$

Cette transformation peut rendre de notables services en simplifiant le calcul de certains réseaux.

C. — Utilisation des constructions graphiques

Les tubes ne se comportent pas uniquement comme des éléments comportant des résistances et des forces électromotrices. Une telle représentation, familière à ceux qui abordent l'étude de l'électronique, n'est applicable que dans une certaine limite, en ne considérant que des variations faibles de tension anodique, de tension grille, et en se plaçant dans des conditions telles que l'on se rapproche le plus des zones linéaires des caractéristiques.

Tout le monde connaît l'équation de la triode :

$$\rho i = V + K u$$

où ρ désigne la résistance interne du tube, i le courant anodique, V la différence de potentiel anode-cathode, K le coefficient d'amplification et u la différence de potentiel grille-cathode (en général négative, la grille étant le plus souvent à un potentiel plus bas que la cathode).

Cette équation permet certains calculs en se limitant à des variations faibles de V, de u et de i, et en choisissant pour valeurs de ρ et K celles qui correspondent aux conditions moyennes de l'essai. En effet, si K est peu variable avec la polarisation du tube, ρ varie énormément en fonction de cette polarisation u. Pour le tube 6J5 par exemple, le coefficient d'amplification K passe de 20 à 18 (variation de 10 %) quand le courant anodique passe de 8 mA à 1,5 mA, mais, dans les mêmes conditions, la résistance interne passe de 8 kΩ à 18 kΩ, soit une variation de 225 % !

Si l'on utilise les tubes dans des régions avoisinant le « cut-off », la non-linéarité devient encore plus grande; aussi ces équations simplifiées sont-elles inutilisables pour les études de circuits à plusieurs états d'équilibre.

La meilleure méthode consiste à utiliser le réseau des courbes expérimentales qui caractérisent le tube. Le plus souvent on utilise le réseau i_p/V_p qui donne, pour chaque valeur de la polarisation, la variation du courant anodique en fonction de la différence de potentiel anode-cathode.

On peut utiliser un réseau tout fait, correspondant au type de tube employé, si l'on peut se contenter d'une approximation. Il y a en effet des dispersions très importantes de caractéristiques d'un tube à un autre dans un même type [112].

Si l'on veut une grande précision, surtout dans le but de vérifier jusqu'à quel point les valeurs expérimentales coïncident avec les valeurs calculées (ce qui donne de précieux renseignements sur le montage et la validité des hypothèses faites sur son fonctionnement), il est préférable de relever les caractéristiques du tube qui servira à la réalisation du montage. Cette méthode, moins longue qu'il ne paraît, permet en outre d'avoir des caractéristiques plus détaillées que celles fournies par les fabricants. En effet, ceux-ci ont souvent l'habitude, regrettable à notre avis, de censurer pudiquement les parties des courbes i_p/V_p correspondant au voisinage du « cut-off » [160]. De plus, la nécessité d'imprimer leurs courbes sur des petits formats les oblige à limiter beaucoup le nombre de ces courbes; c'est ainsi que l'on voit souvent les caractéristiques i_p/V_p d'une triode tracées pour des valeurs de V_g allant de 5 V en 5 V, alors qu'il serait souvent utile en électronique qu'elles soient tracées volt par volt, ou même demi-volt par demi-volt.

Enfin, pour les penthodes, il est rare de rencontrer des réseaux de caractéristiques correspondant aux valeurs basses de tension d'écran, peu utilisées en radio, mais très fréquentes en électronique.

Pour ces multiples raisons, il est souvent nécessaire de tracer des réseaux de caractéristiques. Il ne s'agit pas là d'une opération difficile ni fastidieuse, surtout si l'on sait bien organiser son travail [161 - 162].

A notre avis, pour tracer correctement et rapidement ces réseaux, la méthode est la suivante :

On commence par déterminer « grosso modo » les valeurs maxima que l'on doit avoir à mesurer (courant anodique maximum, polarisation

maximum, etc...), ceci pour choisir les échelles des courbes. On prépare un papier millimétré gradué en conséquence; en préférant systématiquement des échelles simples (1 cm pour 1 V, ou pour 10 V, ou pour 1 mA), en utilisant quand on ne peut pas faire autrement des échelles relativement simples (1 cm pour 2 V ou 2 cm pour 1 mA, etc...) et en proscrivant rigoureusement les échelles compliquées (1 cm pour 3 V par exemple).

On utilise une source de polarisation pour le tube, celle-ci étant avantageusement stabilisée. On pourra employer très utilement dans ce but celle que nous avons schématisée sur la figure 79. Elle se construit rapidement avec un transformateur très courant de poste récepteur, une valve petit modèle (6X4, 5Y3, 80, EZ40, EZ80, etc...), un tube 0A2, deux

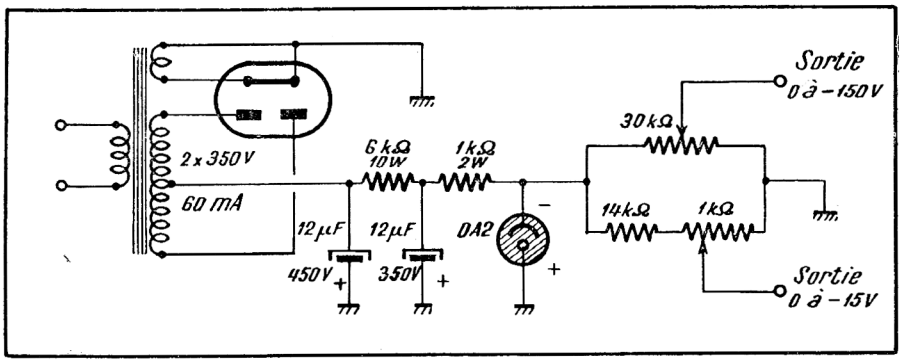


Fig. 79. — Petite alimentation stabilisée simple permettant de polariser une grille de tube dans le but d'effectuer un relevé de caractéristiques.

potentiomètres, quelques résistances et deux condensateurs de filtrage. Sur le curseur du potentiomètre de 1000 Ω, on dispose d'une tension fournie à faible résistance que l'on peut ajuster de 0 à — 15 V avec beaucoup de précision et qui a de fortes chances de demeurer constante au cours du tracé, sauf cas de courant grille tout-à-fait anormal pour les tubes moyens. On peut même graduer le potentiomètre en volts, ce qui dispense de l'emploi ultérieur d'un voltmètre. Dans le cas où l'on emploie néanmoins un voltmètre pour contrôler la tension de grille, il faut le laisser branché en permanence à moins qu'il ne soit du type 5000 Ω/V ou mieux. Sur le curseur du second potentiomètre, on dispose d'une tension, ajustable avec moins de précision, de 0 à — 150 V.

Pour alimenter l'anode, on utilise de préférence une alimentation stabilisée, du modèle réglable de 0 à 300 V ou, à défaut une alimentation classique débitant sur un potentiomètre aussi peu résistant que possible; mais cette solution oblige à rectifier la position du curseur de ce potentiomètre à chaque variation du courant anodique si l'on fait un relevé à tension anodique constante. Une alimentation analogue sert à alimenter l'écran. Il convient, si cette dernière n'est pas stabilisée, de vérifier pour chaque point la tension d'écran.

Les courants sont mesurés par un milliampèremètre classique, et les tensions par un voltmètre, électronique de préférence. On peut ainsi négliger rigoureusement la consommation du voltmètre lors du relevé, et

ceci en faisant la mesure de tension sur l'électrode même, ce qui évite les erreurs éventuelles dues à la chute de tension dans le milliampèremètre.

Cette installation préparée, on commence le relevé en portant chaque fois les valeurs mesurées sous forme de points sur le graphique. Le relevé de valeurs sur des tableaux à partir desquels on trace ensuite les courbes décuple le temps nécessaire, sans améliorer la précision.

Avec un tel équipement et la méthode indiquée, on peut relever en moins d'un quart d'heure, avec une grande précision, un réseau de dix courbes i_p/V_p d'une triode. L'inscription directe des valeurs trouvées sur

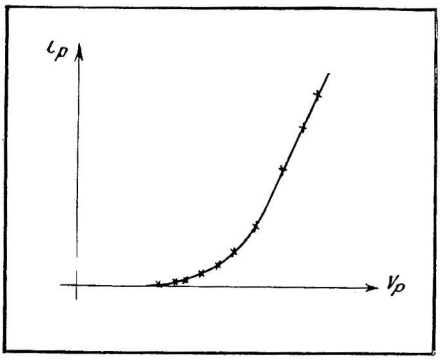


Fig. 80. — Pour le relevé d'une caractéristique, il convient de multiplier les points expérimentaux dans les zones fortement incurvées de la courbe.

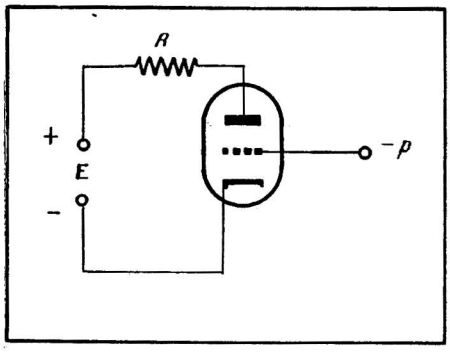


Fig. 81. — Triode ayant une résistance de charge dans son seul circuit anodique.

le graphique permet de choisir judicieusement les points de mesure, en les serrant aux endroits où la caractéristique s'incurve et en les desserrant dans les régions plus rectilignes, que l'on peut tracer correctement avec un nombre inférieur de points (fig. 80).

Passons à l'utilisation des réseaux. Tout le monde connaît l'utilisation de la droite de charge pour déterminer le courant anodique d'un tube alimenté depuis une source de tension E à travers une résistance R (fig. 81). On trace la droite de charge passant par le point d'abscisse E sur l'axe des V_p et le point d'ordonnée E/R sur l'axe des i_p (la pente de la droite est 1/R); cette droite (fig. 82) coupe la caractéristique correspondant à la polarisation — p au point M dont l'abscisse v nous indique la tension de l'anode du tube, et l'ordonnée i le courant anodique du tube.

Nous pouvons, en considérant les caractéristiques qui correspondent aux différentes valeurs possibles de la polarisation, déterminer toutes les valeurs de la tension anodique V_p en fonction de la tension grille V_g ; c'est ainsi que l'on obtient les courbes indiquées sur la figure 62 (page 133).

A partir du réseau de courbes i_p/V_p, nous pouvons tracer, si nous en avons besoin, le réseau i_p/V_g du tube, en considérant une parallèle à l'axe des i_p menée par le point d'abscisse $V_p = E_1$ (résistance de charge anodique nulle) et en notant les valeurs de i_p correspondant aux ordonnées des intersections de cette parallèle avec les différentes caractéristiques. On obtient

ainsi la courbe i_p/V_g correspondant à une valeur E_1 de V_p et on recommence pour les autres valeurs de V_p.

Nous allons maintenant envisager le cas moins classique du tube ayant une résistance dans son circuit de cathode, autrement dit une contre-réaction (fig. 83) [163]. La polarisation du tube n'est plus égale à V_g, mais à $V_g - V_k$ en appelant V_k le potentiel de la cathode (celui du pôle négatif de l'alimentation étant comme toujours pris comme origine).

La différence de potentiel aux bornes du tube quand il passe un courant i dans celui-ci n'est plus $E - Ri$, comme dans le cas de la figure 81, mais :

$$E - (R_1 + R_2)\, i,$$

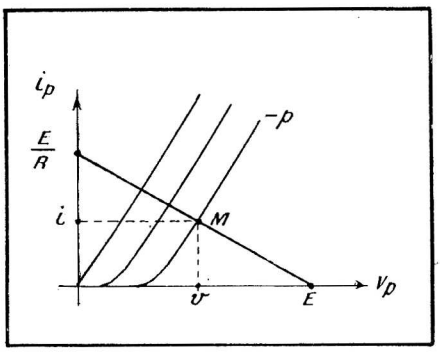


Fig. 82. — Une droite de charge, tracée sur le réseau i_p/V_p du tube de la figure 81 permet de déterminer les valeurs de i_p et de V_p en fonction de la polarisation de la grille.

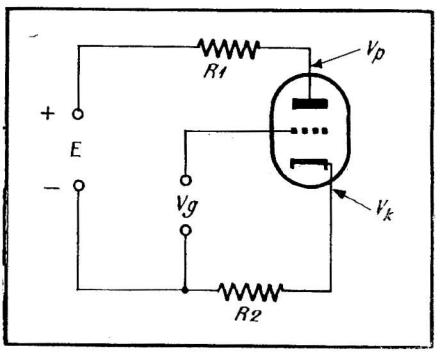


Fig. 83. — Nous envisageons maintenant le cas d'une triode ayant une résistance dans son circuit anodique, et une autre entre la cathode et le — H. T.

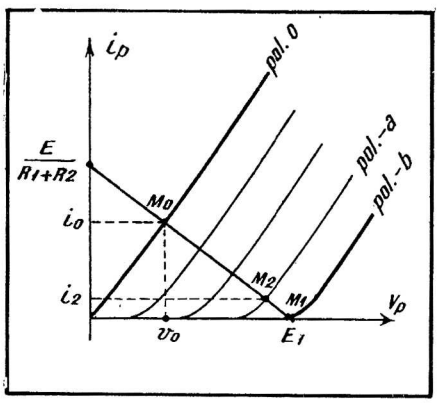


Fig. 84. — On utilise toujours la droite de charge pour déterminer le régime de fonctionnement, mais en tenant compte de la somme $R_1 + R_2$.

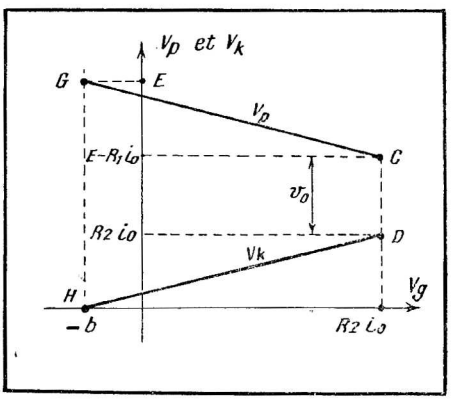


Fig. 85. — Première approximation (souvent suffisante) des courbes donnant V_p et V_k en fonction de V_g dans le montage de la figure 83.

car la chute de tension $R_2 i$ dans la résistance de cathode (qui est précisément V_k), se retranche aussi de la tension d'alimentation. Nous allons donc tracer sur le réseau i_p/V_p du tube une droite de charge passant le

point d'abcisse E et le point d'ordonnée $\frac{E}{R_1 + R_2}$ (fig. 84). Mais il convient de se rappeler que les valeurs de polarisation écrites sur chaque caractéristique i_p/V_p ne sont plus les valeurs de V_g, mais de $V_g - V_k$.

Il y a un point de fonctionnement que nous pouvons aisément trouver, celui qui correspond à une polarisation nulle. En effet, la caractéristique correspondant à une polarisation nulle (tracée en trait fort sur la figure) coupe la droite de charge en un point M_o d'abscisse v_o et d'ordonnée i_o et on sait que, pour le fonctionnement représenté par ce point, le tube n'est pas polarisé. On a alors : $V_g = V_k$. Mais V_k est alors égal à $R_2 i_o$, il en est donc de même de V_g. Donc, pour $V_g = R_2 i_o$, on a : $V_k = R_2 i_o$ et, par conséquent : $V_p = E - R_1 i_o$.

Il y a un autre point que l'on peut trouver facilement : celui qui correspond au « cut-off ». Il existe une caractéristique i_p/V_g qui passe par le point M_1 d'abscisse E sur l'axe des V_p, et cette caractéristique correspond à la polarisation $-b$; elle est également représentée en trait plus fort sur la figure 84. Quand la polarisation est égale à $-b$, le courant anodique est nul, le potentiel de cathode l'est donc aussi, et le potentiel de grille est donc égal à $-b$, celui d'anode est égal à E puisque le courant anodique est nul.

Pour continuer, il faut faire une certaine approximation. Si la résistance de cathode est élevée, on peut en conclure que la contre-réaction est importante, donc que l'étage est très linéaire, et on peut tracer facilement la courbe donnant V_p en fonction de V_g : c'est une droite dont on connaît deux points (fig. 85). On en connaît en effet le point G d'abscisse $V_g = -b$ et d'ordonnée E ainsi que le point C d'abscisse $R_2 i_o$ et d'ordonnée $E - R_1 i_o$. De même, on peut tracer la courbe donnant V_k en fonction de V_g, il s'agit d'une droite dont on connaît deux points : H, dont l'abscisse est $V_g = -b$ son ordonnée étant zéro, et le point D d'abscisse $R_2 i_o$ et d'ordonnée $R_2 i_o$.

Notons au passage que, dans les courbes de la figure 85, nous n'avons pas utilisé la même unité sur l'axe des V_p et V_k et sur l'axe des V_g, car le point D d'abscisse $V_g = R_2 i_o$ et dont l'ordonnée a aussi cette valeur $R_2 i_o$ ne se trouve pas, dans cette figure, sur la bissectrice des axes.

Dans la pratique, surtout si R_2 est grand et que la pente du tube est élevée, la valeur de $-b$ est faible par rapport à $R_2 i_o$, et la droite donnant les valeurs de V_k en fonction de V_g se rapproche beaucoup de la bissectrice des axes (en supposant la même échelle pour les V_k et les V_p), ce qui traduit le fait que le gain d'un étage à liaison cathodique est très voisin de l'unité.

La construction des deux droites de la figure 85 peut prêter à contestation, du fait que l'on a supposé que le gain de l'étage restait linéaire jusqu'au « cut-off » du tube. On obtiendra donc une meilleure précision en prenant pour deuxièmes points des droites représentant V_p et V_k en fonction de V_g un point correspondant au régime de fonctionnement représenté sur le réseau de caractéristiques de la figure 84 par le point M_2.

Ce point a été choisi sur une caractéristique i_p/V_p correspondant à une polarisation $-a$ aussi élevée que possible, mais cependant inférieure en valeur absolue à $-b$, de telle sorte que cette caractéristique soit coupée par la droite de charge en un point où elle est moins incurvée.

Pour cette polarisation $-a$, le courant a la valeur faible i_2, on en

déduit le potentiel de cathode $V_k = R_2 i_2$, donc le potentiel de grille $V_g = R_2 i_2 - a$ et celui de l'anode $V_p = E - R_1 i_2$. On trace alors les droites ainsi (fig. 86) : on utilise les deux points C et D correspondant à une polarisation nulle ($V_g = R_2 i_0$) comme dans le cas de la figure 85, mais on relie D à B, et non à H comme sur la figure 85, de même que l'on relie C à G et non à A. Evidemment, les deux courbes $V_k = f(V_g)$ et $V_p = f(V_g)$ doivent passer par les points H et G respectivement, aussi prolonge-t-on les droites CA jusqu'à G et DB jusqu'à H par des petits arcs de courbe, se terminant par une tangente horizontale.

Ce tracé fait « de chic » peut sembler très approximatif, mais il n'en est rien, car on a affaire à une petite partie de courbe dont on connaît

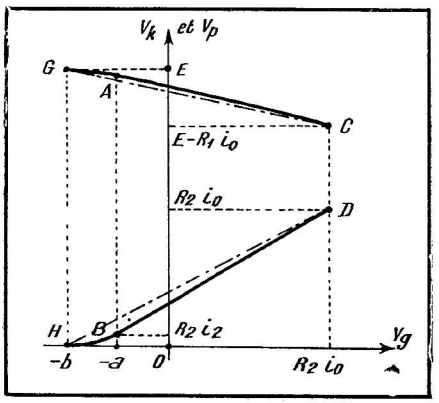


Fig. 86. — Deuxième approximation des courbes de la figure 85, tenant compte d'une incurvation des courbes au voisinage du blocage du tube.

exactement les deux extrémités ainsi que les tangentes en ces extrémités. D'ailleurs il ne s'agit que de portions de courbes correspondant à des régions de fonctionnement peu utilisées.

Dans le tracé de la figure 85, nous avions substitué aux courbes HBD et GAC respectivement les cordes HD et GC, que nous avons représentées en trait mixte sur la figure 86. Nous incitons nos lecteurs à faire ce tracé (les vraies courbes, puis les cordes) dans le cas d'un exemple numérique concret, et ils se rendront compte à quel point l'approximation de la figure 85 est déjà précise. La construction de la figure 86 constituant encore une amélioration de cette précision, il est inutile de pousser plus loin.

Cette construction est très utile; elle suffit à la plupart des calculs portant sur les montages à plusieurs états d'équilibre, et on peut ramener au schéma de la figure 83 des montages plus compliqués par la transformation de Thévenin.

Précisons bien que ces constructions graphiques ne visent qu'à nous donner les valeurs caractéristiques des états de repos des montages; en fonctionnement dynamique, les choses peuvent être altérées par les capacités parasites et les impédances diverses.

D. — Calcul des éléments des amplificateurs

Nous commencerons par envisager le cas d'amplificateurs B. F. ou V. F. à couplage par résistance-capacité.

Envisageons d'abord le cas d'un étage équipé d'une triode. Un étage typique d'amplification à triode est représenté sur la figure 87, la résistance R_1 polarise la cathode, C_1 supprime les effets de contre-réaction dûs à la présence de R_1, la résistance R_2 est la charge anodique classique, C_2 est le condensateur de liaison, et R_3 n'est autre que la résistance de fuite de grille de l'étage suivant.

La détermination des éléments se fait de la façon suivante :

On commence par choisir le tube en fonction du gain que l'on désire obtenir, en se rappelant que le gain d'un étage à triode s'approche assez près du coefficient d'amplification du tube quand celui-ci est bien employé. Les triodes classiques ont des coefficients d'amplification K de l'ordre de 10 à 20, les modèles spécialement conçus pour des gains élevés ont

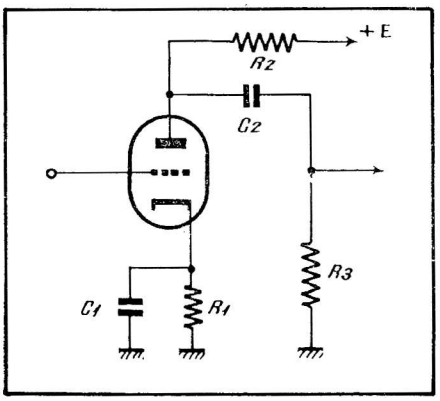


Fig. 87 — Etage typique d'amplification à triode, définissant les symboles des éléments en vue du calcul des performances de l'étage.

des K atteignant 100, mais ces chiffres sont obtenus en augmentant la résistance interne du tube, et il en résulte souvent une bande passante plus réduite pour l'étage qui doit utiliser une résistance R_2 de très forte valeur.

Le tube étant choisi, on détermine la tension d'alimentation E, qu'il est bon de ne pas choisir trop élevée, pour pouvoir, si c'est nécessaire, utiliser une résistance R_2 de valeur moyenne. De toutes façons, E ne devra pas être supérieure au maximum indiqué par le constructeur du tube, il sera même préférable de prendre la moitié ou les 2/3 de ce maximum.

Le choix de la résistance R_2 est dicté par les considérations de gain et de bande passante. De toutes façons, il faut retenir que l'on n'augmente pratiquement plus le gain à partir d'une résistance égale à trois fois la résistance interne du tube. La bande passante ne diminue sensiblement pas non plus en augmentant R_2, contrairement à ce que l'on croit généralement, car l'impédance de sortie du tube n'est par R_2, mais R_2 en parallèle avec la résistance interne du tube (théorème de Thévenin).

Pour chosir R_2, on examine le réseau de caractéristiques i_p/V_p du

tube et on regarde comment se place la droite de charge correspondant à la résistance R_2 envisagée. Comme la tension d'alimentation E a déjà été choisie, les différentes droites de charges correspondant aux différentes valeurs possibles de R_2 pivotent autour d'un point fixe (fig. 88). De toutes façons, la dissipation anodique ne doit jamais dépasser la valeur indiquée par le constructeur du tube, autrement dit, la résistance de charge est au moins égale à celle qui correspond à la droite de charge limite (1) qui est tangente à la courbe limitant la dissipation anodique W_a max. La résistance de charge correspondant à la droite (3) est trop élevée : elle coupe les caractéristiques dans leurs régions trop incurvées; par contre, celle qui correspond à la droite (2) est une bonne moyenne, elle ne se rapproche pas dangereusement de la droite (1) et pourtant elle coupe les caractéristiques dans des régions relativement droites.

Il faut maintenant calculer la valeur de la résistance de polarisation. Pour cela, on commence par examiner le type de tensions qui devront être amplifiées par l'étage. S'il s'agit de tensions ayant des valeurs de

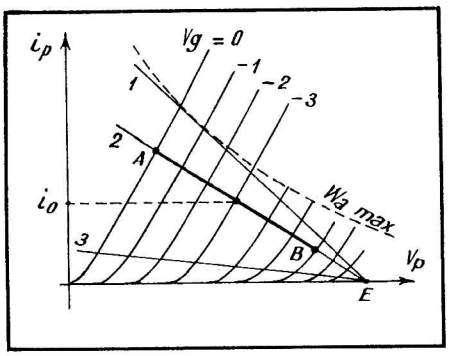


Fig. 88. — Si l'on change la résistance anodique, la droite de charge pivote autour d'un point ; elle ne doit ni monter plus haut que la droite 1 (tangente à l'hyperbole de dissipation), ni descendre dans la région incurvée des caractéristiques.

crête négatives égales aux valeurs de crête positives, comme dans le cas des tensions sinusoïdales, on choisira une valeur de polarisation qui permette la plus grande variation possible de tension grille dans un sens ou dans l'autre. Si, par exemple, la résistance de charge R_2 choisie correspond à la droite de charge (2) de la figure 88, on adoptera comme tension de polarisation la valeur $-a$ qui correspond à un point moyen de fonctionnement situé au milieu de la zone AB où la droite de charge est coupée par des caractéristiques dans leurs régions relativement droites.

Ce régime de fonctionnement avec une polarisation $-a$ correspond à un courant i_0; nous choisirons donc pour R_1 la valeur . $R_2 = a/i_0$. La résistance R_3 sera prise aussi élevée que le permettent le courant grille du tube suivant ou éventuellement la fuite du condensateur C_2. Cette résistance n'a d'influence sur le gain de l'étage que si elle est inférieure à trois fois la résistance de sortie de cet étage (R_2 en parallèle avec la résistance interne du tube); par contre, elle détermine la limite de l'amplification aux fréquences basses.

Le condensateur C_1 sera choisi de sorte que son impédance aux fréquences les plus basses à amplifier soit faible par rapport à R_1, et C_2 devra aussi, pour ces fréquences, avoir une impédance faible par rapport à R_3. Précisons ces points, en étudiant le comportement de l'étage aux fréquences basses.

D'abord, en ce qui concerne les éléments de polarisation, nous n'avons pas, entre cathode et masse, une résistance pure, mais une impédance complexe, composée de R_2 en parallèle avec l'impédance $\frac{-j}{C_1\omega}$ du condensateur C_1.

Le calcul montre que l'effet de l'impédance du condensateur sur le gain peut être négligé jusqu'à la fréquence qui correspond à une valeur de ω telle que $\frac{1}{C_1\omega}$ soit égale à deux ou trois fois R_1.

Si l'on veut poursuivre le calcul jusqu'au bout, on voit que la présence dans le circuit de cathode de l'impédance Z entraîne une réduction de gain . $1 + sZ$ où s est la pente du tube, et Z l'impédance de R_1 en parallèle avec C_1. Cette dernière se calcule facilement, on a :

$$Z = \frac{R_1 - jR_1^2 C_1\omega}{R_1^2 C_1^2 \omega^2 + 1}.$$

On peut ainsi calculer le déphasage et l'atténuation apportés par la présence de l'impédance Z dans le circuit de cathode.

Pour les fréquences pour lesquelles l'impédance du condensateur est petite par rapport à R_1, l'atténuation est insignifiante, mais le déphasage peut être déjà sensible, et l'on a une valeur assez rapprochée de ce déphasage φ par la formule :

$$\mathrm{tg}\varphi = \frac{s\ R_1 C_1\omega}{s + C_1^2\omega^2}.$$

Comme toujours, l'influence d'un élément réactif se fait sentir sur la phase bien avant de se faire sentir sur l'amplitude. C'est donc la condition de déphasage maximum à une fréquence donnée qui dicte le choix de la valeur de C_1, si cette condition de phase a une importance; sinon on prend C_1 suffisamment grand pour que, à la plus petite fréquence à transmettre, son impédance soit inférieure au cinquième de $1 + R_1 s$: dans ces conditions, la diminution de gain est inférieure à 0,2 dB.

En ce qui concerne le calcul de C_2, on peut démontrer aisément que, pour la fréquence pour laquelle l'impédance de ce condensateur est égale à R_3, l'atténuation introduite par le couplage C_2 - R_3 est de 3 dB (gain réduit à 0,707 de sa valeur maximum) et le déphasage apporté par ce couplage est égal à 45°. Ce déphasage s'ajoute à celui qui est apporté par la présence du condensateur de cathode. Si l'on désire donc limiter le déphasage total de l'étage, entre l'entrée et la grille du tube suivant, à une valeur maximum φ_0 pour la fréquence f_0 la plus faible à transmettre, on admettra un déphasage de $\varphi_0/2$ pour l'action du condensateur de cathode (ce qui permettra de déterminer C_1 en utilisant la formule qui donne $\mathrm{tg}\varphi$ et que nous avons indiquée ci-dessus), et on admettra également un déphasage $\varphi_0/2$ pour le couplage C_2 - R_3, ce qui conduit à adopter une valeur de C_2 donnée par la formule :

$$C_2 \geqslant \frac{1}{2\pi f_0 R_3 \mathrm{tg}\left(\frac{\varphi_0}{2}\right)}.$$

Si l'on veut que, à la fréquence f_o, l'étage ait perdu moins de p dB par rapport à son gain maximum, on répartira aussi la perte entre celle qui est due à la contre-réaction et celle qui est due à la liaison $C_2 - C_3$, en admettant que $p/2$ dB de contre-réaction, et $p/2$ dB perdus dans la liaison $C_2 - R_3$.

Les conditions de maximum de déphasage et de perte de gain à la fréquence la plus basse nous ont permis de déterminer les valeurs des condensateurs qui figurent dans le montage; si nous voulons que le « cahier des charges » de notre étage comporte aussi un maximum de distorsion, c'est l'amplitude de crête à crête de la tension d'entrée qu'il faudra limiter à une valeur déterminée. Cette valeur peut, théoriquement, se déterminer en examinant le réseau de caractéristiques du tube et sa situation par rapport à la droite de charge, mais nous ne reproduirons pas ici ce calcul qui se trouve dans un grand nombre d'ouvrages et au sujet duquel nous sommes sceptiques, car il suppose une précision de tracé des caractéristiques qui est souvent sans rapport avec la réalité.

Si l'on est astreint à des conditions de distorsion maximum très dures, il est préférable d'utiliser un étage muni d'une forte contre-réaction, en choisissant le taux de contre-réaction le plus élevé possible, de sorte qu'en divisant par ce taux la valeur maximum envisageable de distorsion sans contre-réaction (10 % ou, à l'extrême rigueur 20 % si l'on n'a pris aucune précaution et que l'attaque du tube soit considérable) on obtienne un pourcentage de distorsion inférieur au maximum toléré.

C'est ainsi que, si l'on désire moins de 0,2 % de distorsion, il y a intérêt à réaliser un étage dont le taux de distorsion normal soit dans la réalité inférieur à 5 %, par exemple, et à lui appliquer un taux de contre-réaction de 25. Evidemment, si cet étage est monté avec une triode classique, un tel taux de contre-réaction lui conférera un gain inférieur à l'unité; mais ce que nous avons dit à propos de la distorsion peut parfaitement s'appliquer à plusieurs étages en cascade.

Etudions maintenant notre étage du côté des fréquences élevées. A ces fréquences, la capacité parasite entre l'anode du tube et la masse, ainsi que la capacité parasite entre la masse et la grille du tube suivant (et le câblage de liaison) shunte la résistance de charge et fait baisser le gain.

Désignons cette capacité parasite par C : le gain baissera de 3 dB à la fréquence pour laquelle l'impédance de cette capacité C sera égale à l'impédance de sortie de l'étage. Cette dernière est, nous l'avons vu, égale à R_2 en parallèle avec la résistance interne ρ du tube.

Quand on a calculé l'impédance de sortie de l'étage, que nous appellerons Z, on calcule l'impédance Z_c du condensateur C à la fréquence considérée. Une formule commode pour ce calcul est :

$$Z_c = \frac{159}{C\ F}$$

en exprimant Z_c en kΩ, C en pF et F en MHz. C'est ainsi que l'impédance de 10 pF à 1 MHz vaut 15,9 kΩ.

On compare la valeur de Z_c à celle de Z et on en déduit les valeurs de déphasage et de perte de gain apportés par le condensateur C. Le tableau ci-après aidera pour cette détermination :

Z_c/Z	Perte de gain (dB)	Déphasage (degrés)
0,05	négligeable	3
0,1	»	6
0,2	0,16	11 1/3
0,5	1	26 1/2
0,7	1,7	35
1	3	45
1,2	3,9	50
1,5	5,1	56
1,7	5,9	60
2	7,0	63 1/2
2,5	8,6	68 1/3
3	10	71 1/2
4	12,3	76

Nous n'exposerons pas ici les méthodes de correction utilisées pour augmenter la bande passante du côté des fréquences élevées, le sujet ayant été déjà traité dans bien des ouvrages [164 - 165].

Dans le cas où l'on utilise une penthode comme amplificatrice, le

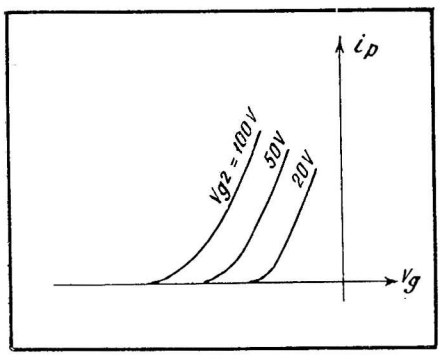


Fig. 89. — Plus on diminue la tension écran d'une penthode, plus le coude de la caractéristique i_p/V_g au « cut-off » est brusque.

calcul pour la détermination des éléments est sensiblement le même que pour une triode, après que l'on a choisi la valeur de tension d'écran que l'on désire adopter. On a en général intérêt à ne pas prendre, pour cette dernière, une valeur trop forte. Si l'on désire que le courant anodique de la penthode monte jusqu'à une valeur déterminée i_o, on a intérêt à choisir comme tension d'écran une valeur telle que le courant anodique i_o soit atteint pour une valeur presque nulle de la tension de polarisation. En effet, si l'on trace sur une même feuille les différentes caractéristiques i_p/V_g correspondant à différentes tensions d'écran (sans préciser la valeur de V_p, car elle est pratiquement sans importance dans une penthode), on constate (fig. 89) que les coudes des caractéristiques i_p/V_g au voisinage du « cut-off »

sont d'autant plus brusques que la tension d'écran est plus faible. Autrement dit, une penthode conserve une forte pente pour un courant anodique faible quand sa tension d'écran est basse, et c'est d'ailleurs en poussant les choses plus loin que l'on en arrive aux amplificateurs sous-alimentés.

La tension d'écran ayant été choisie, on peut tracer le réseau de caractéristiques i_p/V_p correspondant du tube, réseau qui est rapidement tracé en raison de la faible pente des caractéristiques : il suffit de deux ou trois points sur la partie horizontale de l'une des caractéristiques pour la déterminer parfaitement.

La connaissance du courant d'écran permet de déterminer le pont qui va l'alimenter; le reste des calculs est le même que pour la triode, avec cette différence que la résistance interne du tube est considérable; aussi la résistance de sortie de l'étage est-elle pratiquement égale à la résistance de charge du tube.

Si nous nous attaquons maintenant au problème des amplificateurs à couplages continus, le seul point qui mérite qu'on s'y attarde un peu est celui des liaisons anodes-grilles par diviseurs de tension.

On connaît la méthode : au lieu de relier directement l'anode d'un étage à la grille du suivant, ce qui nécessiterait pour celui-ci une haute tension plus élevée que pour le premier, on utilise un diviseur de tension, comme le représente la figure 90 *a* [166].

La difficulté du problème est la suivante : on a utilisé un diviseur de tension constitué de deux résistances R_2 et R_3 pour abaisser la composante

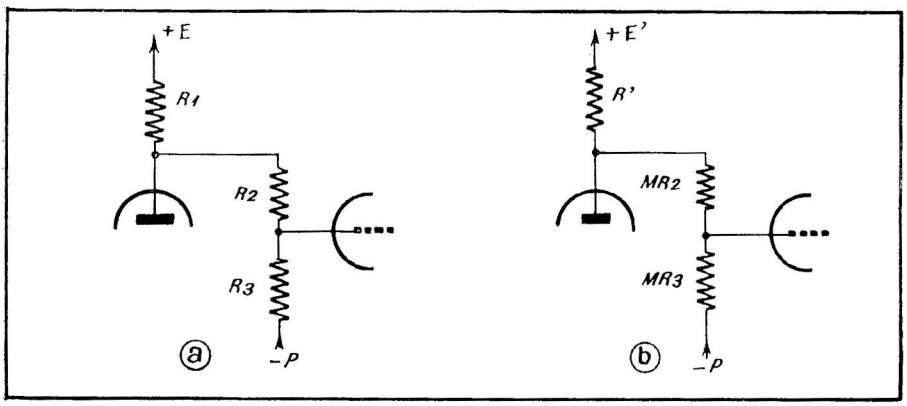


Fig. 90. — Un étage à liaison continue par diviseur de tension (**a**) et son équivalent par transformation de Thévenin (**b**).

continue du potentiel d'anode, au prix d'une légère diminution de gain, d'autant plus faible que P est grand par rapport à E, mais ces résistances R_2 et R_3 ne sont pas infinies; il passe donc un courant dans le diviseur, courant qui traverse aussi la résistance d'anode R_1 ce qui fait que l'on ne sait plus très bien ce qui se passe.

Plus exactement, on ne le saurait pas très bien si l'on ne connaissait pas la transformation de Thévenin. En supposant que la grille du tube suivant ne consomme aucun courant, tout se passe comme si l'anode du premier tube était reliée à une source à potentiel + E par une résistance R_1

et à une source à potentiel — P à travers la résistance $R_2 + R_3$. La transformation de Thévenin nous permettra donc de remplacer cela par un tube dont l'anode serait reliée uniquement à une source à potentiel E' par une résistance R'.

La résistance R' a pour valeur celle qui correspond à R_1 en parallèle avec $R_2 + R_3$, autrement dit :

$$R' = \frac{R_1 (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}$$

et la tension E' est celle que l'on obtient sur l'anode quand le tube est bloqué, autrement dit :

$$E' = E - \frac{R_1 (E + P)}{R_1 + R_2 + R_3}$$

On peut alors étudier le comportement de l'étage en toute rigueur sans avoir à s'inquiéter de la consommation du diviseur de tension. On peut même, pour simplifier les calculs, introduire deux résistances pratiquement infinies, MR_2 et MR_3 (M étant un facteur multiplicatif de valeur considérable) qui vont constituer un diviseur de tension actionnant la grille du tube suivant (fig. 90 *b*). En effet, ce qui compte dans un diviseur de tension, c'est le rapport des résistances; ce rapport est conservé puisque nous avons pris les valeurs MR_3 et MR_2, mais cette fois on peut étudier d'une façon entièrement séparée le fonctionnement de l'étage (celui-ci n'étant nullement perturbé par la présence d'un diviseur de tension de résistance quasi infinie), puis celui du diviseur.

Il existe un autre mode de couplage continu, fort intéressant et utilisable si le premier étage est une penthode de très forte résistance interne; son schéma est indiqué sur la figure 91. Le fonctionnement se comprend aisément d'une façon qualitative.

Pour les fréquences élevées, l'impédance du condensateur C_1 est négligeable, la résistance de charge anodique du tube est tombée donc à R ;

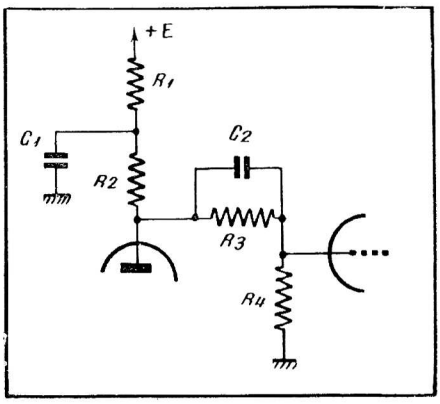


Fig. 91. — Ce type de couplage continu présente de nombreux avantages (réduction de la composante continue du potentiel anodique, découplage..., etc.)

mais le condensateur C_2 possède lui, aussi, une impédance négligeable; aussi la totalité des variations de potentiel de l'anode du tube est-elle transmise à la grille du suivant.

Aux fréquences basses, par contre, la résistance de charge du tube augmente et tend vers $R_1 + R_2$, mais la résistance R_3 intervient et constitue avec R_4 un diviseur de tension qui réduit l'amplitude des variations de tension appliquées à la grille du tube suivant.

On comprend donc qu'il puisse y avoir une certaine compensation qui tende à égaliser le gain aux fréquences basses et élevées.

On peut même calculer simplement les valeurs relatives des quatre résistances pour que le gain en courant continu soit le même qu'aux fréquences élevées. En effet, aux fréquences presque nulles, la charge anodique du tube vaut $R_1 + R_2$, le gain a augmenté dans le rapport $(R_1 + R_2)/R_2$ par rapport à celui qu'on obtiendrait à une fréquence assez élevée pour

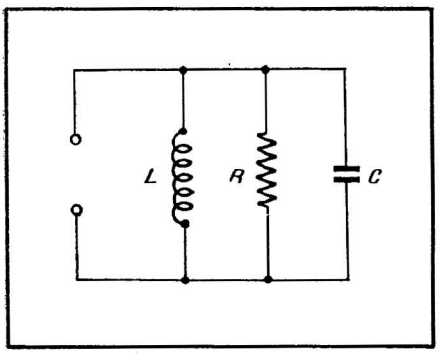


Fig. 92. — Circuit résonnant parallèle amorti dont l'impédance passe par un maximum égal à **R** à la fréquence de résonance.

que les impédances des condensateurs soient négligeables. Il faut donc que le diviseur de tension qui agit alors pleinement rattrape cette augmentation de gain, autrement dit que son rapport de division $R_4/(R_3 + R_4)$, soit l'inverse de l'augmentation de gain, ce qui nous donne, après simplification :

$$R_1/R_2 = R_3/R_4.$$

Le calcul montre que la compensation est parfaite à toutes les fréquences si, en plus de la condition ci-dessus, on a :

$$R_1 C_1 = R_3 C_2.$$

Ce système de couplage continu est fort intéressant car il présente les avantages suivants :

1°) Il permet de faire fonctionner le premier tube avec une tension moyenne d'anode faible, ce qui est toujours avantageux dans le cas des amplificateurs à couplage continu. En effet, la chute de tension dans la résistance R_1 peut être forte si cette résistance est élevée, la résistance R_2 ne pouvant pas, en général, être de forte valeur pour des nécessités de bande passante du côté des fréquences élevées;

2°) La présence de la résistance R_1 et du condensateur C_1 constitue une cellule de découplage et de filtrage supplémentaire pour la haute tension, ce qui n'est pas à négliger.

Il reste à traiter un cas particulier d'amplificateur : celui comportant des étages accordés, destinés à amplifier une bande de fréquence située autour d'une valeur moyenne. Nos lecteurs trouveront une quantité de traités indiquant la valeur de la bande passante en fonction de l'amortissement

des circuits, ou les valeurs de fréquence d'accord des différents circuits oscillants des étages successifs en vue de réaliser une bande passante donnée [167 - 168 - 169]. Nous voudrions ici nous borner à exposer une méthode de calcul fort intéressante, applicable dans le cas où tous les circuits oscillants utilisés sont accordés sur la même fréquence : il s'agit de la transposition de fréquence, ou calcul de Charbonnnier [170].

La méthode est basée sur la remarque suivante :

Si nous considérons un circuit résonnant parallèle amorti (fig. 92), nous savons que son impédance, maximum et égale à R pour la fréquence de résonance, décroît pour les fréquences supérieures et inférieures à celle-ci. L'impédance de ce circuit prendra donc une valeur donnée Z inférieure à R en valeur absolue pour deux fréquences f_1 et f_2 situées de part et d'autre de la fréquence de résonance f_o. Le calcul, facile à faire en utilisant les impédances complexes, montre que :

1°) Les fréquences f_1 et f_2 admettent f_o comme moyenne géométrique : $f_1 f_2 = f_o^2$;

2°) La différence des fréquences $f_2 - f_1$ ne dépend que de Z, de R et de C : elle ne dépend pas de L.

Autrement dit, si nous considérons une série de circuits amortis tels que celui de la figure 92, ayant tous la même valeur de R et de C et ayant des enroulements dont les coefficients de self-induction L sont de plus en

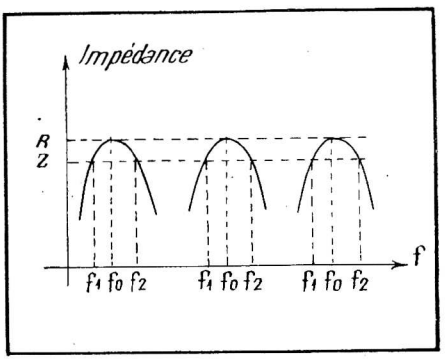


Fig. 93. — Le calcul de base de la transposition de fréquence montre que, si l'on augmente la valeur de **L** dans le circuit de la figure 92, la différence entre les deux fréquences f_2 et f_1 pour lesquelles le circuit possède une impédance déterminée, ne change pas. Ces deux fréquences diminuent, tout en gardant la fréquence de résonance comme moyenne géométrique.

plus élevés, la différence des fréquences pour lesquelles ces circuits ont la même impédance sera constante, la moyenne géométrique de ces fréquences diminuant régulièrement, car elle est égale à la fréquence de résonance du circuit.

Les courbes donnant les impédances de ces circuits en fonction de la fréquence sont reproduites sur la figure 93. On voit que, plus L est grand, plus la courbe se déplace vers la gauche, la différence des abscisses des points de même ordonnée restant constante, ces points étant toujours de part et d'autre du maximum d'impédance, leurs abcisses ayant celle de ce maximum pour moyenne géométrique.

Si l'abscisse f_o de ce maximum tend vers zéro, L tendant vers l'infini, la fréquence f reste toujours comprise entre zéro et f_o, si bien qu'à la limite, quand L est devenu infini, la courbe devient celle de la figure 94 : il ne reste plus que la fréquence f_2, f_1 étant devenue nulle. La valeur de f_2 est égale à l'ancienne valeur de $f_2 - f_1$; le circuit s'est simplifié; puisque L est

devenu infini, on peut parfaitement supprimer le bobinage dont l'impédance est infinie à toutes les fréquences, et le circuit se réduit à celui de la figure 95, qui ne comporte plus qu'un condensateur C et une résistance R.

Or le circuit de la figure 95 est très facile à étudier. On sait en parti-

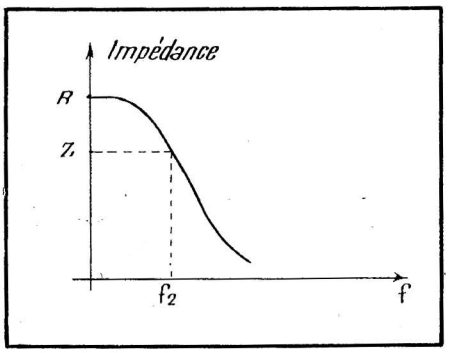


Fig. 94. — A la limite, le circuit de la figure 92 ayant une inductance infinie, sa courbe impédance/fréquence devient celle représentée ci-dessus.

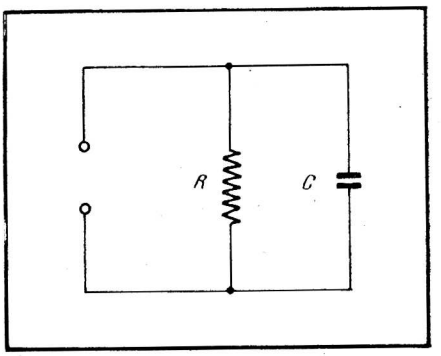


Fig. 95. — Il ne reste plus que **R** et **C** dans le circuit de la figure 92 si on y fait **L** infini.

culier que son impédance tombe à 0,707 R pour une fréquence telle que : $F = \frac{1}{2\pi R C}$. On en déduit qu'un circuit tel que celui de la figure 92 prend l'impédance 0,707 R pour les fréquences f_1 et f_2 telles que : $f_2 - f_1 = \frac{1}{2\pi R C}$ en ayant toujours $f_1 f_2 = f_0^2$, si f_0 désigne la fréquence de résonance du circuit.

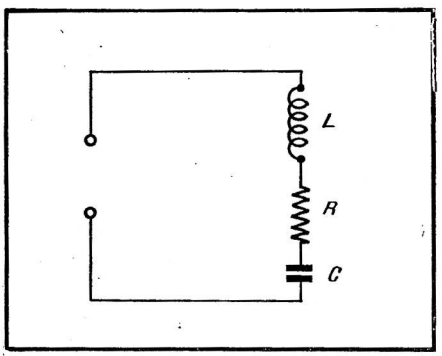


Fig. 96. — Circuit résonnant série amorti, passant par une impédance minimum et égale à **R** pour la fréquence de résonance.

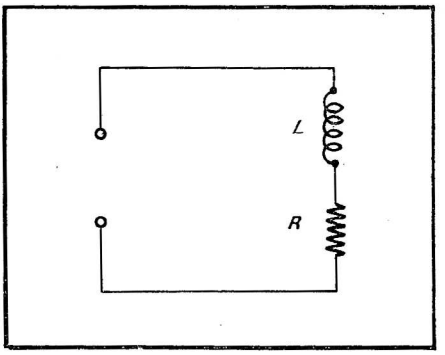


Fig. 97. — Quand on fait tendre **C** vers l'infini dans le circuit de la figure 96, il ne reste plus que **R** et **L**.

De plus, le calcul montre que le déphasage apporté par le circuit de la figure 92 pour les fréquences f_1 et f_2 est le même en valeur absolue, et qu'il est celui que le circuit de la figure 95 crée pour la fréquence $f_2 - f_1$.

On peut donc étudier totalement le comportement du circuit de la

figure 92 à partir de celui du circuit de la figure 95, beaucoup plus simple. Autrement dit, étudier le comportement du circuit de la figure 92 autour de sa fréquence de résonance revient à étudier celui du circuit plus simple de la figure 95 en basse fréquence.

On montre de même que l'on peut étudier le circuit résonnant série amorti de la figure 96 en se ramenant à l'étude de celui de la figure 97

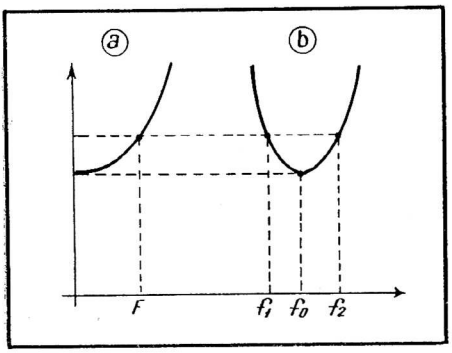


Fig. 98. — Tracé de la courbe d'impédance (**b**) d'un circuit M. F. à partir de la courbe (**a**) du circuit simplifié par transposition.

en basse fréquence, car la sélectivité du circuit de la figure 96 ne dépendant pas de la capacité du condensateur C, on peut donc faire tendre cette capacité vers l'infini.

L'impédance du circuit de la figure 97 en fonction de la fréquence est représentée par la courbe de la figure 98 *a*; elle part de R pour la fréquence nulle et tend vers l'infini. On en déduit la courbe d'impédance du circuit

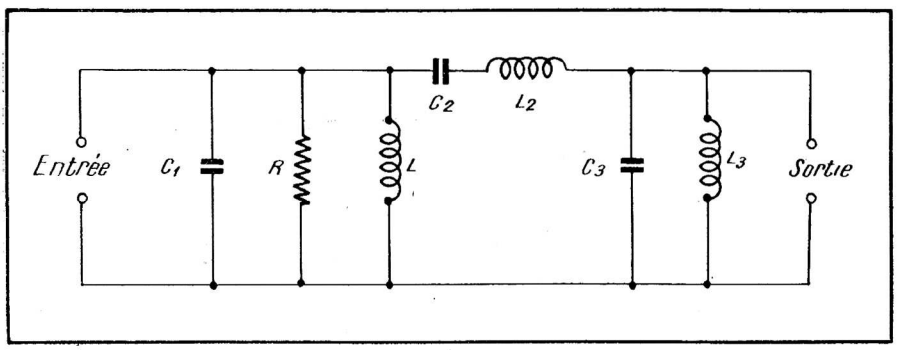


Fig. 99. — Quadripôle passablement complexe utilisable dans les amplificateurs M. F. et que l'on peut étudier très facilement par la méthode de transposition de fréquence.

de la figure 96 de la façon suivante : pour toute valeur de l'impédance, Z par exemple, on regarde sur la courbe de la figure 98 *a* la fréquence F correspondante, puis on porte de part et d'autre de la fréquence de résonance f_0 du circuit de la figure 96 deux fréquences f_1 et f_2 telles que :

$$f_2 - f_1 = F$$
$$f_1 f_2 = f_0^2,$$

et l'on obtient deux points de la courbe (b) qui nous donne l'impédance du circuit de la figure 96 en fonction de la fréquence.

Le comportement des éléments non-réactifs, c'est-à-dire des résistances pures, étant le même à toutes les fréquences, nous pouvons énoncer la règle suivante :

Dans un circuit complexe ne comportant que des résistances, des circuits oscillants série et des circuits parallèles, tous accordés sur la

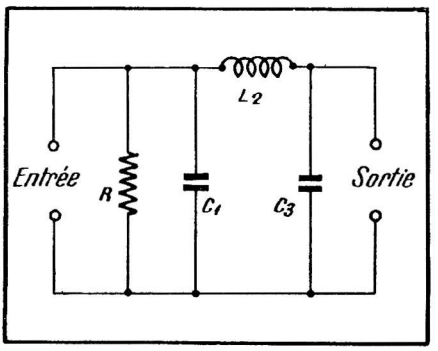


Fig. 100. — Transposition au domaine vidéo-fréquence du quadripôle de la figure 99 on reconnaît le quadripôle classique de correction V. F. par bobinage série.

même fréquence de résonance f_o, on peut étudier le comportement de l'ensemble autour de la fréquence f_o en se ramenant à l'étude en basse fréquence d'un autre réseau obtenu en faisant tendre vers l'infini le coefficient de self-induction des bobinages des circuits parallèles (en supprimant donc ces bobinages) et la capacité des condensateurs des circuits série (en court-circuitant ces condensateurs).

C'est ainsi que le quadripôle passablement complexe de la figure 99 où les circuits oscillants C_1 L_1, C_2 L_2 et C_3 L_3 sont tous accordés sur la même

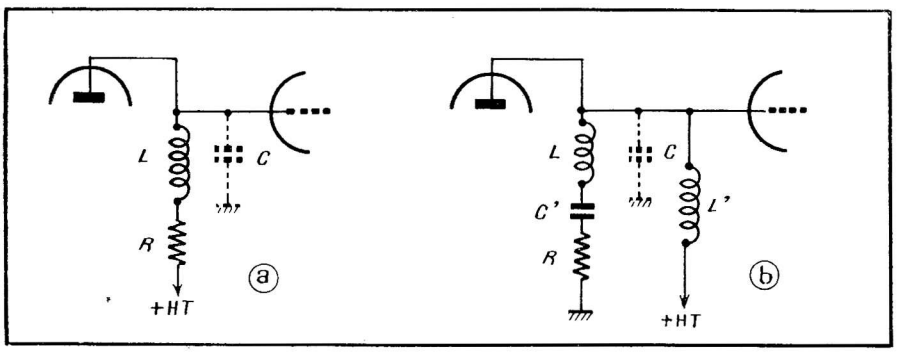


Fig. 101. — Le système de correction V. F. par bobinage shunt classique (a) donne, par transposition en M. F. le circuit (b) aux propriétés intéressantes.

fréquence f_o peut s'étudier autour de la fréquence f_o en se bornant à étudier dans le domaine des basses fréquences le filtre de la figure 100, obtenu à partir de celui de la figure 99 par suppression des inductances L_1 et L_3 de deux circuits parallèles et du condensateur C_2 d'un circuit série. Nos lecteurs reconnaîtront dans le quadripôle de la figure 100 celui qui intervient dans la correction vidéo-fréquence des amplificateurs par inductance de liaison : R est la résistance de charge de l'anode de l'étage, C_1 la capacité parasite entre cette anode et la masse, L_2 est l'inductance de correction, C_3 la capacité parasite entre la masse et la grille du tube suivant [164 - 171].

Réciproquement, on peut imaginer des circuits pour des amplificateurs destinés à fonctionner autour d'une fréquence f_0 à partir de circuits étudiés pour la basse fréquence, en ajoutant en parallèle sur chaque condensateur du circuit B. F. une inductance qui l'accorde sur f_0, et en série avec chaque bobinage un condensateur qui l'accorde sur f_0.

Par exemple, nos lecteurs connaissent le montage de correction vidéo-fréquence représenté sur la figure 101 *a* où C représente la capacité parasite totale existant entre la masse d'une part et l'anode du premier tube, les éléments de liaison et la grille du second tube d'autre part. Ce montage est transposé sur la figure 101 *b* en amplificateur M. F. en adjoignant la capacité C' qui accorde l'inductance L sur f_0 et l'inductance L' qui accorde la capacité C sur f_0. Remarquons sur le montage transposé la différence d'arrivée de la H. T.; elle est sans importance, en B. F. comme en H. F., car il faut toujours considérer la source de H. T. comme étant d'impédance négligeable à toutes les fréquences. Du point de vue de la composante alternative, on peut toujours remplacer le + H. T. par la masse.

On peut comprendre qualitativement assez bien le fonctionnement du montage de la figure 101 *b*. En effet, il s'agit d'un étage chargé par un circuit-bouchon (C et L') et amorti par le circuit série L - C' - R. Ce dernier occasionne un amortissement maximum pour la fréquence de résonance, puisqu'à cette fréquence son impédance est minimum, tandis qu'il amortit moins les bandes latérales, son impédance augmentant quand on s'écarte de la fréquence de résonance.

Mais, s'il est facile de prévoir qualitativement que le circuit de la figure 101 *b* pourra donner des résultats meilleurs que ceux d'un simple circuit-bouchon amorti par une résistance pure R, il serait, par contre, presque impossible de faire le calcul des valeurs à donner aux éléments pour obtenir les meilleurs résultats si l'on n'utilisait pas le calcul Charbonnier. En effet, on trouvera facilement L d'après les règles du calcul des amplificateurs vidéo-fréquence : on sait que l'on prend : $L = 0{,}414\ C R^2$, pour une bonne réponse en phase et : $L = 0{,}5\ C R^2$, pour la meilleure réponse en amplitude. Connaissant L, on en déduit C' qui accorde L sur f_0, et connaissant C, on en déduit L' qui l'accorde sur f_0. Il ne faut pas oublier, dans le calcul des amplificateurs M. F., la présence de résistances d'amortissement qui ne figurent pas explicitement sur le schéma : les tubes ont une impédance d'entrée qui cesse d'être purement capacitive aux fréquences élevées, ils introduisent l'équivalent d'une résistance d'amortissement qui décroît en raison inverse du carré de la fréquence. Il faut faire bien attention à limiter la méthode de transposition de fréquence à son domaine strict de validité; elle ne s'applique pas au cas de l'amplificateur à circuits résonants décalés, puisque ces différents circuits ne sont pas tous accordés sur la même fréquence.

E. — Calcul des éléments des montages oscillateurs

Ici, nous abordons de nouveau un sujet très connu et nous ne nous étendrons pas longuement sur les calculs en question.

Les oscillateurs comportant un circuit oscillant, constitués par un

condensateur C et un bobinage dont le coefficient de self-induction est L sont bien connus. Leur fréquence est donnée par la formule

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

que l'on peut souvent remplacer par la formule pratique suivante : $F^2LC = 25\,400$, en comptant F en MHz, L en µH, C en pF.

Par exemple, pour C = 10 pF et L = 100 µH, on a $F^2 = 25{,}4$ soit F = 5,04 MHz.

La fréquence indiquée ici correspond à celle du circuit oscillant non amorti, mais cet amortissement change peu la fréquence s'il est faible. De même, la réaction positive apportée par le tube ou le transistor qui entretient l'oscillation peut changer légèrement la fréquence, mais elle agit peu, et en général en sens inverse de l'amortissement. La fréquence d'un oscillateur n'est d'ailleurs bien connue et bien stable que si le taux de réaction de l'oscillateur est juste suffisant pour provoquer l'entretien des oscillations, ce qui est aussi la condition de production des tensions sinusoïdales sans déformation.

Les formules régissant la fréquence des oscillateurs à résistances-capacités (à réseau sélectif ou à réseau déphaseur) sont également bien connues, et nous ne reviendrons pas sur les calculs correspondants [172].

F. — Calcul des éléments des montages à plusieurs états d'équilibre

La catégorie de montages que nous allons examiner maintenant comprend l'Eccles-Jordan, le multivibrateur, l'univibrateur, le cycle de Lewis, le trigger de Schmitt, les phantastron et sanatron, les « gates » et les montages écrêteurs. Le but que nous nous proposons est de calculer les caractéristiques des différents états possibles de ces montages en fonction des valeurs des éléments, des tubes utilisés et des tensions d'alimentation et de polarisation.

Dans de tels montages, il est souvent difficile de calculer les éléments pour obtenir des performances déterminées à l'avance [173], mais on peut se rapprocher des valeurs optima, et il faut alors pouvoir faire le calcul inverse, qui consiste à déterminer les performances correspondant à des valeurs d'éléments données : le résultat de ce calcul indique dans quel sens il faut modifier les valeurs pour se rapprocher du but poursuivi.

Nous commencerons par le calcul de l'Eccles-Jordan symétrique à deux triodes identiques polarisées par leurs cathodes [174 - 175].

Le montage que nous désirons étudier est schématisé sur la figure 102 [176 - 177 - 178]. Nous y avons désigné les résistances d'anode par A, les résistances de liaison anode-grille par L, les résistances de fuite de grille par F et la résistance de polarisation cathodique par K. Ces lettres différentes ont été employées en vue d'éviter la multiplication des indices, car il est peu commode de manipuler tout le long d'un calcul des expressions comportant des R_1, R_3, R_4 et analogues.

Nous supposerons d'abord, pour faire le calcul, que les valeurs ont été bien choisies, et que l'Eccles-Jordan travaille avec une polarisation nulle du côté du tube qui débite. Nous indiquerons d'ailleurs comment on vérifie, au cours du calcul, que cette condition est remplie, ainsi que celle qui veut que le tube ne débitant pas soit suffisamment polarisé. Le montage étant rigoureusement symétrique, nous supposerons donc, par exemple, que c'est le tube V_1 qui débite, et V_2 qui est bloqué.

Nous avons supposé que l'Eccles-Jordan travaillait avec du courant grille sur le tube V_1, ce qui revient à dire que le tube bloqué V_2 porterait, par les résistances de liaison L et F, la grille de V_1 à un potentiel plus élevé que celui des cathodes si le courant grille de V_1 ne venait amener son potentiel à la valeur de celui de la cathode. Tout se passe donc comme si la grille de V_1 était connectée à sa cathode, autrement dit comme si le montage était celui représenté par la figure 103 qui exige quelques explications.

En effet, nous n'avons pas représenté sur cette figure les condensateurs de liaison et de cathode; indispensables pour le basculement, ces condensateurs n'interviennent nullement dans la détermination des états d'équi-

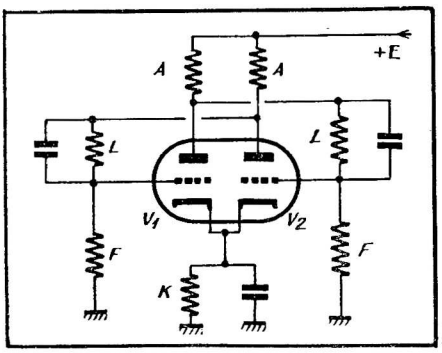


Fig. 102. — Schéma d'un Eccles-Jordan typique, définissant les repères des éléments en vue du calcul.

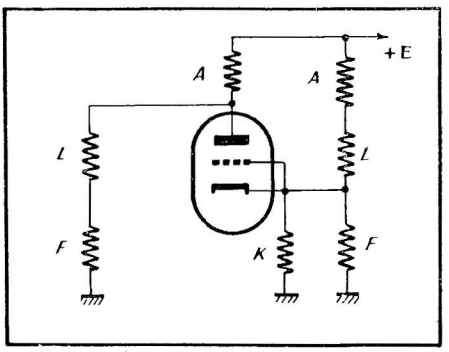


Fig. 103. — Schéma indiquant les conditions équivalentes de fonctionnement du tube débloqué de l'Eccles-Jordan schématisé sur la figure 102.

libre. Ensuite, nous n'avons pas représenté sur la figure 103 le tube V_2 : puisque ce tube est bloqué, on peut le considérer comme absent. Ce n'est pas une raison pour négliger les résistances L et F qui font agir sur la grille de V_2 le potentiel de l'anode de V_1, car il circule dans ces résistances un courant qui influe sur les états d'équilibre. La résistance F se trouve en parallèle sur la résistance de cathode K, en effet nous avons précisé que la grille de V_1 jouait le rôle d'un nœud dans le réseau, puisque ce tube travaille avec du courant grille.

Le montage de la figure 103 peut être remplacé par celui de la figure 104, plus simple. En effet, l'ensemble de K et de F en parallèle est équivalent à une résistance K' dont la valeur serait :

$$K' = \frac{KF}{K + F}$$

et l'on peut remplacer les résistances A et L en série par une résistance A + L, de même que L et F en série peuvent être remplacées par une seule résistance L + F.

C'est ici qu'intervient, par deux fois, la transformation de Thévenin. Nous voyons, en effet, que l'anode du tube est reliée au + H. T. (potentiel E) par une résistance A, et à la masse par une résistance L + F. Nous avons vu (page 156) qu'un tel montage se transformait en un autre dans lequel l'anode

Fig. 104 (**à droite**). — On simplifie déjà le schéma de la figure 103 en remplaçant les ensembles de résistances en série ou en parallèle par une résistance unique pour chacun d'eux.

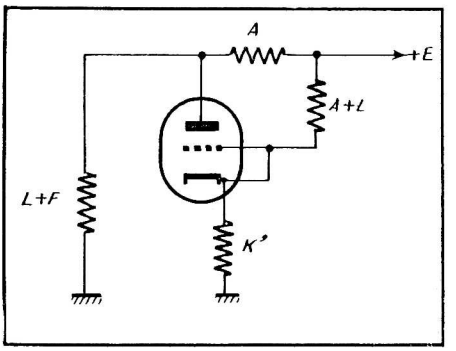


Fig. 105 (**ci-contre**). — Nouvelle simplification du schéma de la figure 104 par application de la transformation de Thévenin au circuit anodique du tube.

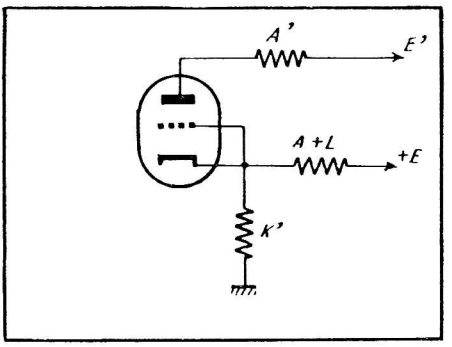
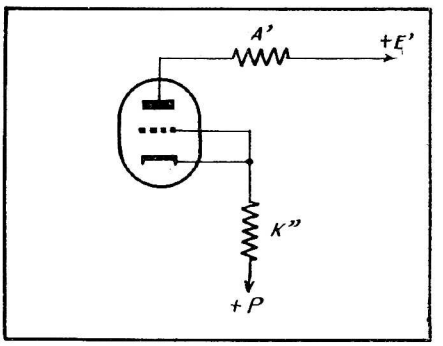


Fig. 106 (**à droite**). — Dernière simplification du schéma de la figure 104 par une nouvelle application de la transformation de Thévenin au circuit cathodique de ce schéma.



était alimentée à partir d'une haute tension E' à travers une résistance unique A', E' étant la valeur que prendrait le potentiel de l'anode du tube si ce dernier était bloqué, et A' la résistance équivalente du réseau entre l'anode du tube et la masse.

On a donc le montage de la figure 105 où :

$$E' = E\,\frac{L+F}{A+L+F} \quad \text{et :} \quad A' = \frac{A\ (L+F)}{A+L+F}\,.$$

Ce montage peut être encore simplifié par une nouvelle application de la transformation de Thévenin. En effet, la cathode du tube retourne à la masse à travers une résistance K' et au + H. T. à travers une résistance A + L; ce montage se transforme donc en celui de la figure 106 où la

cathode retourne à un point de potentiel P à travers une résistance K", P étant le potentiel que la cathode du tube atteindrait s'il était bloqué, et K" étant la valeur correspondant à L + F en parallèle avec K'.

Autrement dit :

$$P = \frac{K'}{A + L + K'} E \quad \text{or} \quad K' = \frac{K\,F}{K + F} \quad \text{donc :}$$

$$P = \frac{\dfrac{K\,F}{K + F}}{\dfrac{K\,F}{K + F} + A + L} E = \frac{K\,F}{K\,F + (A + L)(K + F)} E$$

et l'on trouverait de même :

$$K'' = \frac{K\,F\,(A + L)}{K\,F + (A + L)(K + F)} .$$

Le courant d'un tube monté comme sur la figure 106 est très facile à déterminer : on regarde sur le réseau des caractéristiques i_p/V_p du tube le courant correspondant à une polarisation de grille nulle, à une résistance de charge A' + K" et à une tension d'alimentation E' — P. Soit i_o ce courant; on en déduit que, sur la figure 106, le potentiel de l'anode est : E' — A' i_o, et celui de la cathode : P + K" i_o. Nous avons ainsi trouvé les potentiels de cathode et d'anode du tube V_1 de la figure 102.

Avant d'aller plus loin, remarquons que, dans les expressions de E' et A' revient une même quantité, et que dans celle de K" et de P une autre se retrouve également. Pour éviter de faire deux fois certains calculs on peut calculer à l'avance les expressions :

$$\alpha = \frac{L + F}{A + L + F} \quad \text{et}$$

$$\beta = \frac{K\,F}{K\,F + (A + L)(K + F)}$$

et l'on en tire les valeurs de E', A', K" et P par les formules :

$$E' = \alpha\, E$$

$$A' = \alpha\, A$$

$$K'' = \beta\,(A + L)$$

$$P = \beta\, E$$

Il faut maintenant vérifier que l'Eccles-Jordan travaille bien en régime avec courant grille; pour cela, on calcule le potentiel que le tube V_2 communiquerait à la grille du tube V_1 en l'absence de courant grille. Ce potentiel serait :

$$V = E \frac{F}{A + L + F} ,$$

et l'on vérifie que V est bien supérieur à la valeur que l'on vient de trouver pour le potentiel de cathode du tube V_1.

On peut d'ailleurs vérifier plus rapidement, dès le début, que l'Eccles-Jordan travaille avec courant grille; pour cela, on détermine le potentiel que prendrait la cathode d'un tube alimenté sous la tension anodique E' (définie plus haut) à travers la résistance anodique A' (définie également), la résistance de cathode du tube étant K et le tube n'étant pas polarisé. Une fois calculé ce potentiel, on vérifie qu'il est bien inférieur à

$$E \frac{F}{A + L + F}.$$

S'il n'en est pas ainsi, l'Eccles-Jordan travaillera sans courant grille, ce qui ne veut pas dire qu'il sera inutilisable, mais le fonctionnement risquera d'être moins bon; nous verrons plus loin comment on calculerait son régime.

En supposant que la condition de courant grille soit remplie, nous avons trouvé le potentiel de cathode des deux tubes et celui de l'anode du tube qui débite; nous pouvons dès lors terminer rapidement les calculs.

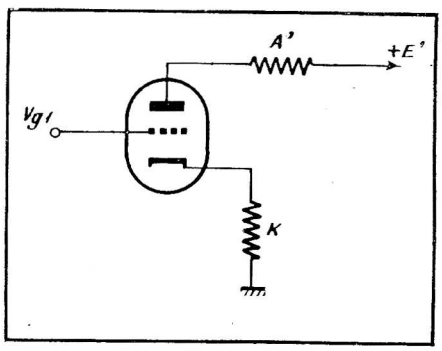


Fig. 107. — Dans le cas où le tube de l'Eccles-Jordan qui est débloqué n'aurait pas de courant grille, le schéma simplifié à utiliser pour le calcul est différent.

On calcule le potentiel de l'anode de V_2 (le tube bloqué) en appliquant la loi d'Ohm : cette anode est reliée à un point à potentiel E par une résistance A, et à un point à potentiel connu V_k (la cathode, dont nous venons de calculer le potentiel) par une résistance L; le potentiel de l'anode de V_2 est donc :

$$U = \frac{L\,E + A\,V_k}{L + A}$$

(on trouvera en général une valeur très voisine de E').

Le potentiel de la grille de V_2 se déduit facilement de celui de l'anode de V_1 : on multiplie ce dernier par le rapport du diviseur de tension L — F soit $\frac{F}{L + F}$. On vérifie alors, connaissant les potentiels de cathode, de grille et d'anode de V_2, que ce tube est bien bloqué, avec une marge de sécurité suffisante.

Si la condition de courant grille n'est pas réalisée, on peut cependant calculer les états de l'Eccles-Jordan. On commence par calculer le potentiel

de la grille de V_1 ; ce tube n'ayant pas de courant grille, le potentiel est uniquement fixé par les résistances A, L et F soit : $V_{g_1} = E \frac{F}{A + L + F}$

Dans le cas où il n'y a pas de courant grille dans le tube V_1, la grille de ce tube ne constitue pas un nœud du réseau; donc, il faut considérer que la résistance de cathode du tube est uniquement K, revenant au potentiel zéro.

Par contre, l'anode du tube est toujours reliée d'une part au + H. T. par une résistance A et à la masse par une résistance L + F ; on applique donc ici une seule fois la transformation de Thévenin, et l'on a l'équivalent du tube V_1 comme le représente la figure 107, les valeurs de E' et A' étant les mêmes que celles que l'on a calculé antérieurement.

On détermine alors les potentiels d'anode et de cathode du tube V_1 par la construction graphique exposée page 163 (fig. 85 et 86) en donnant au potentiel de grille la valeur V_{g_1} que l'on vient de calculer. Connaissant la valeur du potentiel de l'anode de V_1, on en déduit celui de la grille de V_2. Le potentiel de l'anode de V_2 est tout simplement E', et on peut alors vérifier si le tube V_2 est bien bloqué, car le fait pour l'Eccles-Jordan de travailler sans courant grille ne le dispense nullement de la nécessité de bloquer fortement le tube V_2.

A partir des valeurs des potentiels des différentes électrodes dans l'état de repos, on peut calculer approximativement avec une précision acceptable les temps de transition du montage. C'est ici qu'interviennent les différents condensateurs du montage, y compris certains d'entre eux qui, pour ne pas figurer explicitement sur le schéma, n'en jouent pas moins un rôle très important dans la transition entre les états.

Nous ne donnerons que des indications sur le calcul des transitions, car il est long, complexe et il a déjà été fort bien exposé dans certains ouvrages [179].

Au moment de l'arrivée de l'impulsion chargée de faire basculer l'Eccles-Jordan, celle des deux triodes qui débitait se bloque. Nous supposerons, par exemple, que l'on déclenche le montage par des impulsions négatives appliquées aux cathodes de deux diodes dont les anodes sont reliées aux anodes des deux triodes. Pour simplifier le calcul, nous supposerons la source de synchronisation idéale, d'une impédance interne nulle.

L'impulsion négative appliquée à l'anode du tube bloqué (et à cette anode seulement, la diode ne permettant le passage de l'impulsion que vers l'anode du tube bloqué) va être transmise par le condensateur qui shunte la résistance de liaison à la grille du tube débloqué. Comme nous avons supposé la source de synchronisation d'impédance nulle, l'impulsion de synchronisation est à front infiniment raide, et elle est transmise instantanément et en totalité à la grille en question. Ce tube se trouve donc immédiatement bloqué, mais le potentiel de son anode ne va pas remonter instantanément à E' pour cela; en effet, cette anode n'est reliée à la source de haute tension qu'à travers une résistance, et il y a des capacités entre l'anode et la masse qui vont retarder la variation de potentiel de l'anode.

Ces capacités se composent essentiellement de :

1°) La capacité parasite entre l'anode et la masse (capacité anode-cathode du tube, capacité de câblage, capacité parasite de l'anode de la diode de déclenchement par rapport à la masse);

2°) La capacité anode-grille du tube;

3°) La capacité du condensateur de liaison attaquant la grille de l'autre tube; cette dernière n'entre en action que lorsque la grille en question commence à débiter, mais, en première approximation, nous négligerons la tension de blocage du tube initialement bloqué par rapport à la variation de tension de l'anode d'un des étages pendant la transition.

La somme de ces condensateurs se comporte comme un condensateur unique C entre l'anode et la masse, et ce condensateur doit se charger à travers la résistance A' (même pendant la transition, il faut tenir compte de la consommation dans les résistances L et F et appliquer la transformation de Thévenin).

Au bout d'un temps égal à la constante de temps A'C, l'anode n'aura effectué que le tiers environ de la variation de potentiel correspondant au passage de l'état débloqué à l'état bloqué. Au bout d'un temps égal à 2A'C, elle en aura effectué 86,5 %, au bout de 3A'C, 95 %.

On peut, en gros, réduire la capacité parasite C à celle du condensateur de liaison anode-grille, surtout si celui-ci est supérieur à 100 pF, et remplacer A' par A dans les calculs, car ceux-ci sont approximatifs.

Par exemple, soit un Eccles-Jordan du type « rapide » équipé de triode 12AU7, avec A = 20 kΩ, L = 120 kΩ, F = 68 kΩ et K = 14 kΩ. Nos lecteurs pouvant à propos de ce montage essayer de faire le calcul des états, indiquons que les valeurs sont les suivantes : pour le coefficient $\alpha = 0{,}904$ et pour $\beta = 0{,}0765$.

On en déduit : E' = 226 V (en supposant E = 250 V);
A' = 18,1 kΩ ;
P = 19,1 V ;
K" = 10,7 kΩ.

On détermine le potentiel des cathodes, ce qui donne 76 V, puis celui de l'anode du tube débloqué, soit 129 V. On en déduit le potentiel de la grille du tube bloqué : 47 V; ce tube est donc polarisé à — 29 V ce qui est très large. Le potentiel de l'anode du tube bloqué est très voisin de E' (226 V).

Supposons que, dans notre Eccles-Jordan, la valeur des condensateurs C de liaison anode-grille soit de 50 pF; la constante de temps AC vaudra en secondes : $5.10^{-11} . 2.10^{4} = 10^{-6}$, soit 1 µs. Le temps de transition sera donc de l'ordre de 2 à 3 µs, et il sera bon, pour que l'Eccles-Jordan fonctionne correctement, de ne pas envoyer des impulsions de synchronisation espacées de moins de 5 µs, c'est-à-dire à une cadence de répétition inférieure à 200 kHz, ce qui correspondra à un fonctionnement de l'Eccles-Jordan à 100 kHz car il ne faut pas oublier que notre montage bistable est un diviseur de fréquence par 2.

Abordons maintenant le calcul de l'univibrateur. Nous commencerons par le schéma de la figure 108, univibrateur à couplage cathodique, sans diode de nivellement du potentiel de grille de droite (nous conviendrons d'appeler « grille de droite » celle qui correspond au tube qui débite dans l'état normal) [180].

Il faut tout d'abord déterminer les caractéristiques des deux états d'équilibre. Le premier correspond à l'état de repos normal, lorsque le tube de droite débite et celui de gauche est bloqué. Dans cet état, on sait que

le tube de droite travaille avec courant grille, quelles que soient les valeurs des éléments; sa grille est donc un nœud du réseau. Nous allons donc rechercher les conditions de fonctionnement d'un tube dont l'anode est reliée au + H. T. par une résistance A, sa grille n'étant pas polarisée, et sa cathode étant reliée à la masse par une résistance K d'une part, et au + H. T. par une résistance F d'autre part.

La transformation de Thévenin nous montre que ce tube travaille dans les conditions indiquées sur la figure 109 : sa résistance K' de cathode retournant à un point de potentiel P, avec :

$$K' = \frac{K\,F}{K+F} \quad \text{et} \quad P = \frac{K}{K+F}\,E.$$

En traçant une droite de charge correspond à la résistance A + K' et à la tension d'alimentation E — P, on trouve tout de suite la valeur du

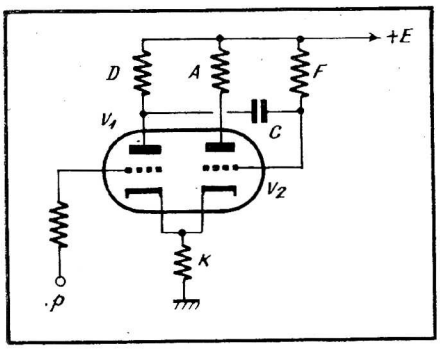


Fig. 108. — Schéma-type de l'univibrateur à couplage cathodique, définissant le repérage des éléments en vue du calcul.

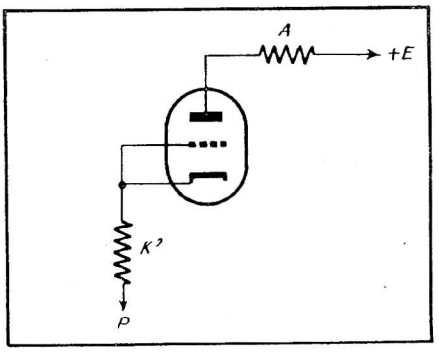


Fig. 109. — Schéma des conditions équivalentes de fonctionnement du tube débloqué à l'état normal dans l'univibrateur de la figure 108.

courant qui correspond à une polarisation nulle : soit i_o ce courant. Le potentiel de cathode au repos est donc P + K' i_o, celui de l'anode étant E — A i_o.

Il faut vérifier que le tube V_1 est bien bloqué; il le sera si sa polarisation négative p — P — K' i_o est suffisamment forte pour bloquer un tube dont la différence de potentiel anode-cathode est E — P — K' i_o. En même temps, nous avons déterminé la valeur de crête que doit prendre le potentiel de la grille du tube de gauche pour déclencher le fonctionnement de l'univibrateur. Dans l'état repos, bien entendu, le potentiel de l'anode du tube de gauche est E, celui de sa grille p et celui de sa cathode P + K' i_o puisque cette cathode est reliée à celle de V_2.

Calculons maintenant les caractéristiques de l'état qui suit immédiatement le basculement de l'univibrateur. Nous supposerons que le potentiel de la grille de gauche est revenu à p (l'impulsion de déclenchement est terminée). Le tube de droite se trouve bloqué, seul le tube de gauche débite, et il s'agit de trouver les potentiels de cathode et d'anode d'un tube dont l'anode est reliée au + H. T. par une résistance D, la cathode à la masse par une résistance K, sa grille étant au potentiel p. La construction exposée

page 163 (figures 85 et 86) nous donnera ces potentiels, soit V' pour la cathode et U pour l'anode. Remarquons que nous trouverons pour le potentiel de cathode V' une valeur inférieure à celle de (P + K' i_o) que nous avions trouvée dans l'état de repos : en effet, actuellement, le tube V_1 est débloqué, sa grille étant toujours au potentiel p.

Il se peut que l'on trouve que cet état corresponde à des valeurs absurdes; cela signifie que l'univibrateur ne peut pas basculer avec les valeurs choisies. Par exemple, si nous avions choisi pour p une valeur fortement négative, le tube V_1 pourrait très bien être bloqué dans le premier état, mais il le serait encore quand V_2 est bloqué; au cours du calcul nous verrons donc si l'univibrateur est ou non susceptible de fonctionner.

Dans cet état, immédiatement après le basculement, la grille de V_2 a été portée au potentiel : P + K' i_o — (E — U).

En effet, ce potentiel, avant le basculement était P + K' i_o comme celui de la cathode, et le potentiel de l'anode de V_1, pendant le basculement, est descendu de E — U, descente qui a été intégralement communiquée à la grille de V_2 par le condensateur C. Le potentiel de cette grille remonte vers E suivant un arc d'exponentielle avec une constante de temps F'C.

La résistance F' désigne la résistance totale à travers laquelle le condensateur C se charge, cette résistance comportant essentiellement F et également la résistance de sortie du tube V_1 (résistance équivalente globale entre l'anode de V_1 et la masse), difficile à calculer et que l'on peut négliger en première approximation si F est assez grand.

Le réseau des caractéristiques du tube V_2 nous permet de connaître la polarisation de « cut-off » de ce dernier quand la tension anode-cathode est E — U (l'anode de V_2 est bloquée, sa cathode est au potentiel U). Soit H cette tension de polarisation de « cut-off » ; l'univibrateur rebasculera donc quand le potentiel de la grille de droite passera par la valeur U — H. On connaît tous les éléments de la courbe exponentielle de remontée du potentiel de la grille de droite; on pourra donc calculer, en fonction de la constante de temps FC, le temps au bout duquel ce potentiel passera par la valeur U — H, et on aura ainsi déterminé la période de l'univibrateur, en utilisant la courbe de la charge exponentielle reproduite à la fin de ce volume (page 289).

Donnons un exemple numérique. Soit un univibrateur du type de celui de la figure 108 alimenté sous 250 V avec les éléments suivants : tube 12AU7, A = 40 kΩ, D = 50 kΩ, K = 5 kΩ, F = 1 MΩ, C = 1000 pF, p = 0 volt (résistance de fuite de la grille de gauche reliée à la masse).

Commençons par les conditions de fonctionnement dans l'état repos. La valeur de P étant ici très faible puisque K/(K + F) = 0,005, on a donc P = 1,25 V et nous admettrons que K' est sensiblement égal à K. Pour un tube non polarisé, on trouve un courant de 4,5 mA s'il est alimenté sous une tension de 248,7 V avec une résistance de charge totale de 40 + 5 = 45 kΩ. Le potentiel de la cathode à l'état repos sera donc de : 1,25 + (5 × 4,5) = 23,7 V. La condition de blocage du tube V_1 est donc remplie puisqu'il faut environ 19 V pour bloquer un tube 12AU7 alimenté sous 250 — 23,7 = 226,3 V; on voit aussi qu'il faudra une impulsion d'au moins 23,7 — 19 = 4,7 V pour déclencher l'univibrateur.

Considérons maintenant, les caractéristiques du montage immédiatement après le basculement : la méthode du tracé graphique (figure 85) nous

indique que, pour un potentiel de grille nul, le potentiel de cathode est V' = 9 volts et celui de l'anode est U = 176 volts. Immédiatement avant le basculement, le potentiel de la grille de droite était de 23,7 V. Or l'anode de V_1 voit son potentiel baisser de 250 — 176 = 74 volts pendant le basculement : la grille du tube V_2 arrive donc, tout de suite après ce basculement, au potentiel de 23,7 — 74 = — 50 V.

Sur le réseau des caractéristiques de la 12AU7, on voit que la tension de « cut-off » d'un tube alimenté sous une tension anodique de 250 — 9 = 241 volts est de H = 20 volts. Le montage rebasculera quand le potentiel de la grille de droite arrivera donc à 9 — 20 = — 11 volts. Ce potentiel part de — 50 volts, il croît exponentiellement vers une limite de + 250 volts; quand il passera à — 11 volts, il aura augmenté de 39 volts, ou 13 % de la tension de charge totale et cela après un temps égal à 0,14 fois la constante de temps. La période de l'univibrateur sera donc égale à 0,14 fois la constante de temps correspondant à 1 MΩ et 1000 pF (qui fait 1 ms ou 1000 µs) soit T = 140 µs. Le signal rectangulaire apparaissant sur l'anode de droite aura une amplitude de 180 volts (on trouve en effet que, dans l'état repos, le potentiel de l'anode de droite est 70 volts), celui qui apparaît sur la cathode aura une amplitude de 23,7 — 9 = 14,7 volts.

L'univibrateur ayant une liaison continue et une liaison alternative se calcule en partie comme celui dont nous venons de parler et en partie

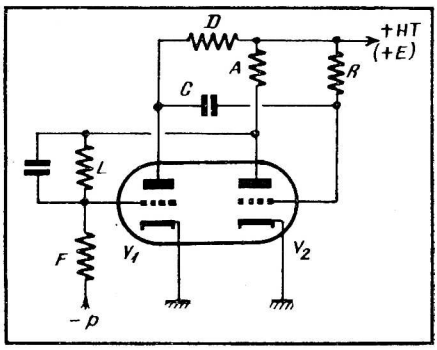


Fig. 110. — Repérage, en vue du calcul, des éléments de l'univibrateur typique à couplage anodique.

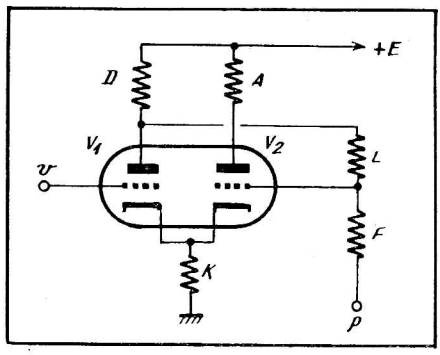


Fig. 111. — Repérage, en vue du calcul, des éléments d'un trigger de Schmitt.

comme un Eccles-Jordan, avec cette différence toutefois qu'il n'y a pas de résistance cathode-masse dans ce type de montage, ce qui simplifie énormément les calculs [181].

Sur le montage de la figure 110, par exemple, on calcule le potentiel de l'anode du tube V_2 à l'état de repos, lorsque ce tube est débloqué en considérant que cette anode est reliée au + H.T. par une résistance A et à un point à potentiel — p par une résistance L + F. Nous appliquerons donc la transformation de Thévenin, et cela nous donnera un tube alimenté sous la tension : $E' = \frac{E\,(L + F) - A\,p}{A + L + F}$ à travers la résistance : $A' = \frac{A\,(L + F)}{A + L + F}$.

Pour un tel tube, avec une polarisation nulle, le tracé de la droite de charge nous donne la valeur du courant et le potentiel de l'anode. On en déduit celui de la grille de V_1, ce qui permet de vérifier que ce tube est bien bloqué.

Pour les valeurs de potentiels immédiatement après le basculement, le calcul est encore plus simple. On commence par vérifier si le tube V_1 a du courant grille ou non; pour cela on regarde le signe de la quantité $E\,F - p\,(A + L)$. Si cette quantité est positive, le tube V_1 a du courant grille; si elle est négative, il faut d'abord calculer la valeur du potentiel de grille de V_1 (quotient de la quantité que l'on vient de calculer par $A + L + F$) pour voir si le tube V_1 est suffisamment débloqué pour assurer le fonctionnement de l'univibrateur. On déduit alors de ce potentiel la valeur du potentiel de l'anode de V_1.

Si le tube V_1 a du courant grille, on détermine son potentiel d'anode (tube alimenté sous une tension E, résistance d'anode D, polarisation nulle, pas de résistance de cathode) soit U ce potentiel. On en déduit alors que le potentiel de la grille de V_2 tout de suite après le basculement a la valeur négative $U - E$, et on peut calculer la période de l'univibrateur comme plus haut [182 - 183 - 184].

Passons maintenant au trigger de Schmitt, dont le calcul est assez délicat. Le montage typique est schématisé sur la figure 111, P désignant le potentiel fixe auquel revient le diviseur de tension $L - F$ (P est souvent nul, quelquefois négatif) et v le potentiel de la grille du tube V_1.

Commençons par définir les caractéristiques de l'état qui correspond au blocage du tube V_1, nous supposons donc v suffisamment petit (éventuellement négatif) pour que l'on soit sûr qu'aucun courant ne passe dans V_1. Le potentiel de la grille de V_2, s'il n'y a pas de courant grille, sera donc :

$$H = \frac{E\,F + P\,(L + D)}{D + L + F}.$$

On applique au tube V_2 la construction de la figure 85 pour connaître en fonction du potentiel de sa grille ceux de sa cathode et de son anode. Si, pour une polarisation nulle de la grille de V_2, le potentiel de la cathode (donc de la grille) de ce tube est inférieur à H, on en déduit que le trigger fonctionne avec du courant grille dans le tube V_2 quand celui-ci est débloqué. Dans ce cas, surtout si la résistance L est élevée, on peut prévoir que le potentiel de la cathode de V_2 sera celui que l'on a trouvé en supposant une polarisation nulle.

Le potentiel M de la cathode de V_2 se trouve, dans le cas où il n'y a pas de courant grille dans V_2, en égalant à H le potentiel de la grille de ce tube sur la courbe, tracée comme celle de la figure 85, qui donne le potentiel de cathode de V_2 en fonction de celui de la grille.

Une fois le potentiel M de cathode trouvé, on en déduit la valeur a de v pour laquelle le tube V_1 est exactement au « cut-off ». Pour cela, on calcule le potentiel E' de l'anode de ce tube en appliquant la transformation de Thévenin et en supposant que la grille de V_2 constitue ou non un nœud du réseau suivant qu'il y a ou non du courant grille dans V_2. Une fois E' connu, le réseau de courbes de V_1 indique la valeur c de la tension de « cut-off » de V_1 alimenté sous une différence de potentiel anode-cathode de $E' - M$.

Donc, quand le potentiel v de la grille de V_1 atteindra la valeur $a = M - c$, ce tube commencera à débiter. Ceci ne veut pas dire que le trigger basculera, car on sait que, si les valeurs des éléments ne sont pas bien choisies, le montage n'est plus un basculeur; nous allons donc continuer le calcul pour savoir si notre montage peut basculer ou non.

Pour cela, envisageons l'état du montage où le tube V_2 est bloqué; le tube V_1 débitant, nous pouvons donc connaître, pour chaque valeur de v, la valeur des potentiels de sa cathode et de son anode en utilisant la construction de la figure 85 appliquée au tube déduit de V_1 par transformation de Thévenin (tube alimenté depuis un point à potentiel

$$E' = \frac{(L + F)\,E + D\,P}{D + L + F}$$ à travers une résistance $$D' = \frac{D\,(L + F)}{D + L + F}$$).

A chaque valeur de v correspond une valeur déterminée du potentiel de cathode, et une valeur également déterminée du potentiel de l'anode de V_1, d'où l'on peut déduire la valeur du potentiel de la grille de V_2. On calcule les valeurs de tous ces potentiels pour la valeur a (précédemment définie) de v, et on regarde si, pour cette valeur le tube V_2 est toujours bloqué. Si c'est le cas, on peut conclure que le montage fonctionnera en basculeur, puisque, pour $v = a$, le tube V_2 peut être soit débloqué, soit bloqué.

Il se peut d'ailleurs que cette valeur a de v corresponde à du courant grille dans le tube V_1; il est préférable, pour le fonctionnement du trigger, qu'il n'en soit pas ainsi. Si, pour une valeur de v supérieure à a, le tube V_2 commence à se débloquer, le montage ne fonctionnera pas en basculeur (il peut toutefois être assez utile comme écrêteur).

Dans le cas où le montage fonctionne bien en basculeur, on cherche, par approximations successives, la valeur de v (en considérant des valeurs décroissantes) pour laquelle le tube V_2 se débloque. Cette détermination est assez délicate, car la variation de v entraîne une variation des potentiels de cathode et de grille de V_2; mais on peut arriver à déterminer la valeur b de potentiel grille de V_1 pour laquelle V_2 commence à débiter par deux ou trois approximations successives avec interpolations linéaires. Une fois déterminé ce seuil b, on connaît pratiquement toutes les caractéristiques utiles du trigger, en particulier les deux niveaux de potentiel v qui le font basculer.

Nous nous sommes volontairement très étendu sur des calculs des états de l'Eccles-Jordan, de l'univibrateur et du trigger de Schmitt pour montrer le type de raisonnement que l'on peut faire sur ces montages à plusieurs états d'équilibre. Le processus est toujours en gros le même : on raisonne sur les circuits eux-mêmes ou sur leurs transformées de Thévenin s'il y a lieu, en tenant compte de la possiblité pour une grille de tube de constituer un nœud dans le réseau en cas de courant grille. On utilise fréquemment la détermination graphique illustrée sur la figure 85 et, quand il y a une charge ou une décharge de condensateur sous forme exponentielle, on utilise les courbes de charge ou de décharge données à la fin de ce volume (page 289).

Les montages utilisant l'intégrateur de Miller (phantastron, sanatron) [185 - 186] ne se calculent pas autrement; il faut seulement faire intervenir

les valeurs des tensions de blocage des tubes par leurs suppresseurs, qui doivent être déterminées expérimentalement. D'ailleurs, dans le cas des intégrateurs de Miller, la forme pratiquement linéaire de la charge des condensateurs simplifie nettement le calcul : ici les condensateurs se chargent à courant constant et l'on n'a plus qu'à utiliser la formule

$$i = C \frac{dV}{dt}.$$

G. — Calcul des éléments des montages destinés à fournir du courant continu

Nos lecteurs sont bien familiarisés avec le calcul des filtres des alimentations, tout manuel de radio qui se respecte traite le sujet avec un bon nombre d'abaques qui rendent très aisée la détermination des éléments.

Par contre, quand il s'agit d'alimentations stabilisées, on se sent parfois plus gêné, et c'est pourquoi l'on rencontre souvent dans des ensembles d'alimentation, réalisés cependant par des professionnels chevronnés, des

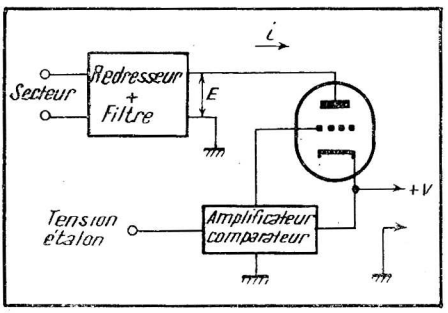


Fig. 112. — Schéma-bloc d'une alimentation stabilisée typique par tube série.

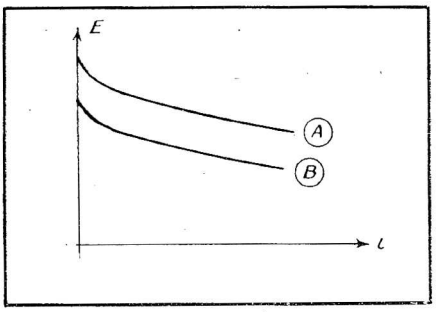


Fig. 113. — Courbes donnant la tension redressée (non stabilisée) en fonction du débit.

éléments fonctionnant avec un coefficient de sécurité démesuré qui traduit bien la crainte qu'avait le projeteur de ne pas souscrire aux conditions du cahier des charges.

Envisageons une alimentation stabilisée typique utilisant une triode en série avec le montage alimenté. Son schéma-bloc est indiqué sur la figure 112, où l'on voit un amplificateur-comparateur qui amplifie l'écart entre tout ou partie de la tension de sortie V et une tension étalon, puis applique le résultat de cette amplification à la grille du tube régulateur, dans le but de maintenir V aussi constant que possible [187 - 188 - 189 - 190 - 191 - 192 - 193 - 194 - 195 - 196 - 197 - 198 - 199 - 200].

Nous supposerons que l'intensité *i* débitée par le système redresseur-filtre est aussi celle que débite le montage sous la tension V, autrement dit que la consommation de l'amplificateur comparateur est négligeable. Dans

ces conditions, il est facile de connaître la valeur de la tension E à la sortie du redresseur en fonction de la tension du secteur et du courant débité; pour chaque valeur de la tension du secteur, la courbe donnant E en fonction de i se trace aisément au moyen des courbes données par le constructeur de la valve (en tenant compte du type de filtrage qui peut influer beaucoup sur cette courbe s'il est du type « inductance en tête ») et en tenant compte, pour chaque intensité, de la chute de tension dans le filtre.

Il suffit d'ailleurs de tracer deux de ces courbes : celle qui correspond à la valeur la plus élevée que puisse prendre la tension du secteur (courbe A sur la figure 113) et celle qui correspond au minimum de tension secteur (courbe B). Le tube de régulation fonctionnant sous une tension anode-

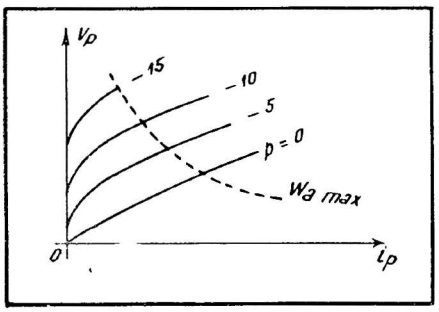


Fig. 114. — Réseau de caractéristiques V_p/i_p du tube régulateur.

cathode égale à E — V, c'est lui qui va déterminer le courant maximum que l'alimentation stabilisée peut et doit débiter pour chaque valeur de la tension V et du courant i.

Nous allons commencer par tracer son réseau de caractéristiques i_p/V_p, mais en portant cette fois les intensités en abscisse et les tensions en ordonnée, chaque courbe étant tracée pour une valeur donnée de la polarisation p du tube (fig. 114). Sur ce réseau, on trace aussi la courbe indiquant la dissipation anodique maximum du tube. Bien entendu, si le tube régulateur est constitué pratiquement par n triodes en parallèle, on en tient compte et on les remplace par un tube unique fictif qui aurait, pour une valeur de tension anodique et de polarisation donnée, un courant n fois plus grand qu'une des triodes, sa dissipation anodique maximum étant aussi n fois supérieure à celle d'un tube constituant. Nous tracerons le réseau de la figure 114 sur du papier calque, en utilisant les mêmes unités que pour le tracé de la figure 113.

Nous allons maintenant poser le réseau de la figure 114 sur les courbes de la figure 113, en faisant coïncider les axes des ordonnées, mais en plaçant l'axe horizontal du réseau sur calque à une ordonnée V par rapport aux axes de la figure 113; l'ensemble nous donne ce que représente la figure 115, sur laquelle nous avons tracé en traits pleins les courbes A et B, en traits mixtes ou pointillés les courbes du réseau sur calque.

En examinant cette figure, nous voyons tout de suite que :

1°) Si la tension du secteur est maximum (courbe A), il sera possible d'obtenir un débit i_1 de notre alimentation; en effet le tube régulateur ne peut débiter un courant supérieur à celui qui correspond à une polarisation nulle $p = 0$.

2°) Il sera cependant nécessaire de se limiter à un courant i_2, toujours dans le cas d'une tension de secteur maximum, car, pour un débit plus élevé, le tube régulateur fonctionne avec une dissipation anodique supérieure au maximum autorisé ;

3°) Si la tension du secteur est minimum (courbe B), l'alimentation pourra débiter au maximum un courant i_3; elle le débitera sans danger, la dissipation anodique du tube étant alors inférieure au maximum autorisé;

4°) Si l'on veut que l'alimentation réduise son débit à i_4, la tension du secteur étant maximum, il faudra que la polarisation du tube régulateur puisse atteindre 15 V, autrement dit que l'amplificateur-comparateur soit capable de porter la grille de ce tube au potentiel V — 15; s'il l'est, le fonctionnement est parfait; s'il ne l'est pas, on peut en conclure que l'alimentation ne stabilise plus la tension pour un débit i_4 quand la tension du secteur est maximum.

L'auteur a imaginé cette construction graphique pour prévoir les conditions de fonctionnement des alimentations stabilisées et l'a beaucoup

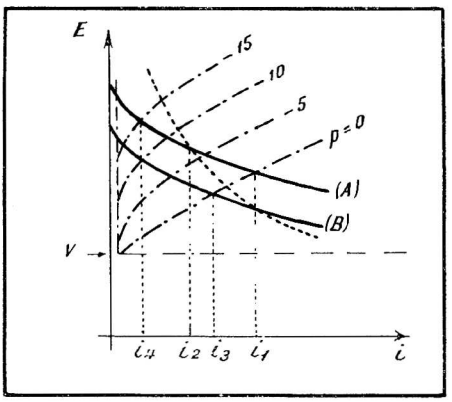


Fig. 115. — Superposition des courbes 113 et 114, permettant de prévoir le fonctionnement de l'alimentation stabilisée.

utilisée, car elle est relativement simple. Elle peut servir pour différents réglages de tension V de la même alimentation, il suffit de placer différemment le calque sur les courbes de la figure 113 pour l'adapter à tous les réglages possibles.

Les autres dispositifs permettant de stabiliser une alimentation (transformateur à fer saturé [201 - 202 - 203], tube fer-hydrogène en série avec le primaire d'un transformateur [204], systèmes à amplificateurs magnétiques, servomécanismes [205 - 206], etc...) sont souvent moins accessibles au calcul ; fort heureusement les constructeurs de ces appareils ont rédigé des notices fort explicites que l'on lira soigneusement avant de réaliser le montage.

Les sources de tension de référence ont été d'autre part largement décrites dans certains ouvrages, tant en ce qui concerne les piles [207] que les tubes à gaz [208 - 209 - 210 - 211].

CHAPITRE XI

Exemples de réalisations commentées

Comme nous l'avons annoncé en tête de cette deuxième partie, nous nous limiterons ici à la description de la partie purement électronique des appareils, sans entrer dans le détail des capteurs ou des systèmes de restitution, car nous nous proposons de le faire pour d'autres appareils, décrits à la fin de ce volume.

Nous examinerons successivement :

1°) Une lampe-éclair à gaz ionisé, avec déclenchement retardé pour études photographiques;

2°) L'amplificateur vertical à commutateur électronique destiné à un oscilloscope de hautes performances;

3°) Un générateur d'ondes hyperfréquences en impulsions destiné à des applications médicales.

Pour chaque appareil, nous définirons le problème posé, le principe, puis les détails de la solution adoptée, et nous justifierons celle-ci.

A. — Lampe éclair à déclenchement retardé

Le problème posé est le suivant :

Soit une lampe-éclair à gaz ionisé [212] que nous voulons utiliser pour photographier un phénomène à une phase précise de son évolution. Nous ne pouvons pas disposer d'un signal de déclenchement de l'éclair au moment précis où nous voulons qu'il se produise; par contre, nous pouvons disposer d'un signal à un moment donné, précédant l'instant souhaité d'un temps connu.

Supposons, par exemple, que nous veuillions savoir ce qui se passe 5 millisecondes après la fermeture d'un relais, pour être renseignés sur la façon dont les lames transmettent l'onde de déformation formée au moment de la fermeture du contact (cette connaissance est essentielle pour étudier les rebondissements du relais). Notons qu'un tel dispositif pourra être

appliqué également à l'étude du ricochet d'un projectile sur une surface donnée, etc... [95]

Comme lampe-flash, nous nous proposons d'utiliser un tube fonctionnant sous la tension relativement élevée de 2000 V avec une capacité faible, car c'est ainsi que l'on obtient les éclairs les plus brefs. Si des essais ont montré qu'une énergie de décharge de 5 joules était suffisante pour impressionner suffisamment les plaques photographiques utilisées, nous pourrons adopter le tube TE 200 sous 2000 V avec un condensateur de 2,5 µF; dans ces conditions, le flux total fourni sera de 100 lumen-seconde et la durée d'éclair de 45 µs, en comptant comme durée le temps pendant lequel le flux lumineux est supérieur au quart de sa valeur maximum (chiffres indiqués par la notice de la TE 200).

Pour charger le condensateur de 2,5 µF à la tension de crête de 2000 V, il nous suffira d'un transformateur ayant un secondaire H. T. de 1500 V (en fait $1500 \sqrt{2} = 2120$ V, mais il faut prévoir un peu de marge). Nous prendrons comme valve une 2X2/879 plutôt qu'une EY51 qui risquerait de se fatiguer trop vite.

La notice indique qu'il faut limiter le courant de crête de ce tube à 60 mA, ou à 100 mA lors de la mise en service, pour une durée n'excédant pas 0,2 s. Nous adopterons cette dernière valeur comme intensité de crête pendant le début de chaque recharge, ce qui nous impose de mettre en série avec la valve une résistance de 20 kΩ.

Nous devons, pour déclencher l'éclair, appliquer sur l'électrode d'amorçage extérieure une impulsion de l'ordre de 2000 V; l'expérience montre que l'on obtient une telle impulsion en déchargeant dans le primaire d'une bobine d'allumage pour moteur de modèle réduit un condensateur de 0,1 µF chargé à 250 V, la décharge étant commandée par un thyratron du type 2D21. Nous préférons cette solution, dans le cas qui nous occupe, à celle qui consiste à utiliser la surtension produite dans un enroulement intercalé dans le circuit anodique d'une penthode au moment du blocage de celle-ci. En effet, cette dernière solution nécessite en permanence une consommation de courant de la penthode assez élevée, ce qui nous empêcherait de stabiliser la tension d'alimentation par deux tubes à gaz comme nous le verrons par la suite.

Notre système de retardement sera un univibrateur à variation linéaire de période par variation de la polarisation de la grille du tube normalement bloqué. Un tel univibrateur peut, en effet, être parfaitement étalonné en durée. En adoptant les valeurs indiquées sur le schéma de la figure 116, le calcul nous indique les résultats suivants :

1°) Au repos, le potentiel de la cathode est 43 V, celui de la grille de V_2 est 41 V, celui de l'anode de 113 V, la diode V_3 est bien active, et il n'y a pas de courant grille dans V_2 ;

2°) L'univibrateur fonctionne encore si le potentiel de la grille de V_1 monte jusqu'à 25 V (c'est à cette valeur que V_1 cesse d'être bloquée dans l'état de repos); on voit d'autre part, par le calcul de l'état de travail (dans lequel V_1 débite et V_2 est bloquée), que le potentiel de cette grille ne peut descendre au-dessous de zéro, sauf peut-être de 1 ou 2 V suivant la 12AU7 utilisée;

3°) Si le potentiel de la grille de V_1 est de 20 V, ce qui correspond

pratiquement à l'extrémité du potentiomètre P, les conditions, immédiatement après le basculement, sont les suivantes :

potentiel de cathode : 25 V ;
potentiel d'anode de V_1 : 127 V ;
potentiel de grille de V_2 : — 80 V.

L'univibrateur rebasculera quand le potentiel de la grille de V_2 sera remonté à + 4,5 V, soit une remontée de 26,8 % de la variation totale (qui serait de — 80 V à + 250 V); ceci se fait en un temps égal à 0,3 fois la constante de temps RC.

On peut également calculer que le montage consomme un courant maximum de 6,5 mA (y compris la consommation du pont de résistances qui polarise la cathode de la diode V_3); il sera donc possible de stabiliser la tension d'alimentation de l'univibrateur par une chaîne de tubes à gaz, par exemple un OA2 plus un OB2 en série.

Sur la cathode de l'univibrateur apparaît un signal rectangulaire négatif pendant le basculement; nous aurons donc, en dérivant ce signal, un top positif à la fin de la période. Ce top sera appliqué à la grille du thyratron 2 D 21, dont la notice nous apprend qu'il déclenche pour une tension grille de — 3 V si la tension anodique est de 250 V. En polarisant à — 6 V, il

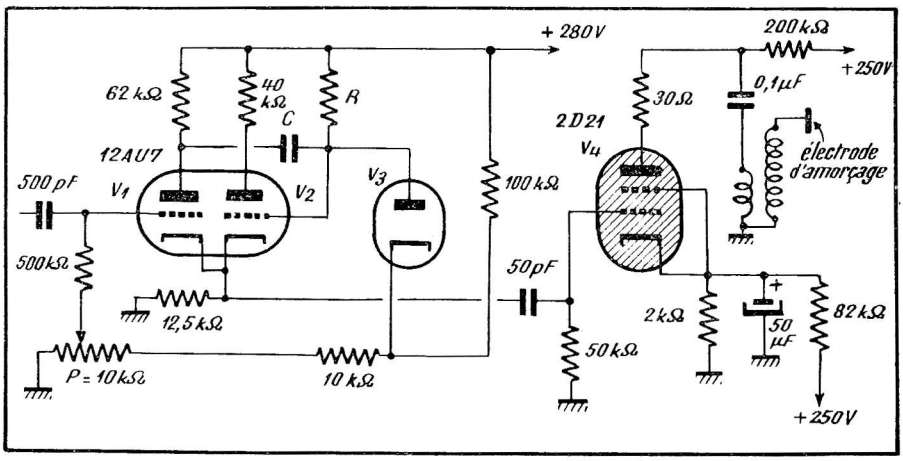


Fig. 116. — Partie univibrateur et thyratron du retardateur de déclenchement pour lampe éclair à gaz.

suffira d'une impulsion de 3 V pour le déclencher. Cette polarisation sera faite par la cathode; comme le courant moyen du thyratron est extrêmement petit, nous ferons passer un courant d'environ 2 mA dans un diviseur de tension composé d'une résistance de 82 kΩ reliée au + 250 V et d'une de 2 kΩ à la masse.

Pour écouler le courant considérable qui passe dans le thyratron pendant qu'il est ionisé, un condensateur de 50 µF, isolé seulement à 25 V, shunte la résistance de 2 kΩ. Ainsi, lorsque toute la charge contenue dans le condensateur de 0,1 µF s'écoulera, à travers le primaire de la bobine et le thyratron, dans le condensateur de 50 µF, ce dernier ne se chargera qu'à $250 . 0{,}1/50 = 0{,}5$ V.

La recharge du condensateur de 0,1 µF n'ayant pas besoin d'être rapide, nous placerons en série avec la haute tension une résistance de 200 kΩ malgré laquelle, la constante de temps étant de 0,02 s, la recharge se fera à plus de 99 % en 0,1 s. La résistance de 30 Ω en série avec l'anode du thyratron limite le courant de crête de ce dernier à 8 A, valeur autorisée par la notice et suffisante pour le déclenchement du tube TE 200.

Il reste donc à déterminer l'alimentation et les amplificateurs de déclenchement. Ces derniers diffèreront suivant que l'on désirera actionner le déclenchement par l'ouverture d'un contact, la fermeture d'un contact, par un signal lumineux, par le passage d'un objet métallique entre deux plaques ou par un signal sonore.

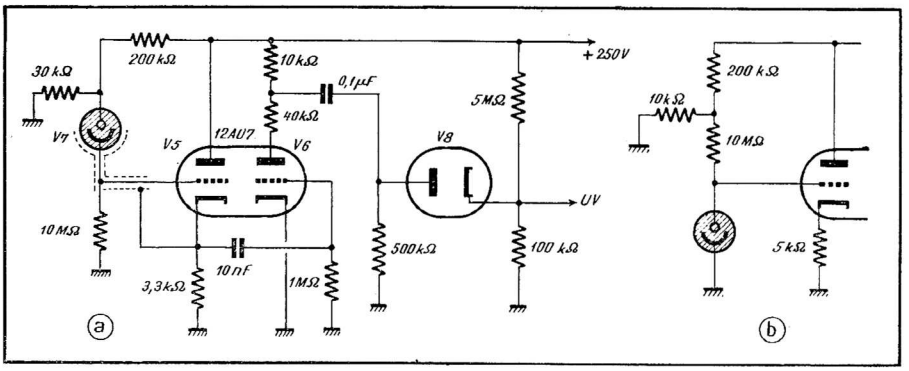


Fig. 117. — Partie cellule, étage cathodique, dérivation, amplification et écrêtage de l'ensemble retardateur de déclenchement, dans le cas où le déclenchement doit être effectué par une occultation de la cellule (**a**), ou par son démasquage (**b**).

Le calcul des états de l'univibrateur nous montre que le signal nécessaire pour le déclencher sera variable entre 5 et 25 V suivant la position du curseur du potentiomètre P. Il faut donc que l'amplificateur de déclenchement fournisse une impulsion dont l'amplitude minimum soit de 30 V. De plus, comme on sait que l'univibrateur est sensible aux impulsions négatives sur la grille de V_1 pendant la durée du basculement, il est nécessaire d'éviter qu'une telle impulsion n'atteigne cette grille, ce que l'on peut obtenir au moyen d'une diode par exemple.

Le déclenchement par cellule ayant déjà été étudié, nous en indiquerons rapidement le principe sur la figure 117 *a* qui représente le montage destiné à déclencher l'univibrateur au moment de l'occultation du faisceau lumineux tombant sur la cellule. Ce schéma appelle quelques explications sur le choix des valeurs.

Tout d'abord, nous reconnaissons le montage d'une cellule, suivie d'un étage à charge cathodique pour permettre la dérivation du signal, la cathode de cet étage étant connectée au blindage de la cellule et à la gaine du coaxial qui relie la cathode de la cellule à la grille du tube.

Une tension de 30 V est utilisée pour alimenter la cellule, que nous supposerons à vide, ce qui est largement suffisant car nous ne demanderons à celle-ci qu'une tension de sortie inférieure à 20 V.

La résistance de cathode du tube V_5 est choisie comme suit : nous voulons que ce tube ne soit pas trop polarisé pour que sa pente ne soit pas trop faible et que son courant ne soit pas trop élevé. En choisissant à priori une tension de polarisation de l'ordre de 12 V, une 12AU7 travaille sous 240 V anode-cathode avec un courant de 3,6 mA. Pour obtenir 12 V avec 3,6 mA, il faut une résistance de 3,3 kΩ.

Le potentiel de la cathode de V_5 baisse brusquement lorsque la cellule cesse d'être éclairée, car ce potentiel atteint alors les 12 V prévus, la grille du tube se trouvant au potentiel zéro. Quand la cellule est éclairée, sa cathode peut atteindre au maximum le potentiel de 30 V, et l'examen des caractéristiques de la 12AU7 permet de voir que, dans ces conditions, le potentiel de la cathode de V_5 sera de 36,5 V (courant 11,1 mA, polarisation — 6,5 V).

Nous supposerons que la lumière est masquée en quelques millièmes de seconde, ce qui sera le cas si, avant d'arriver sur la cellule, elle se trouve concentrée en un point de l'espace de dimensions inférieures à 1 mm et que l'objet occultateur y passe à une vitesse de l'ordre de 1 m/s. Nous allons donc dériver la tension de la cellule par un circuit dont la constante de temps soit de 10 millisecondes. Une valeur logique pour les éléments est 10 nF (10 000 pF) et 1 MΩ.

Il ne s'agit plus que d'utiliser la diminution de lumière, qui correspond, après dérivation, à un top négatif. Nous appliquerons donc ce top à une triode non polarisée, qui l'amplifiera d'autant mieux, mais qui amplifiera très mal le top positif correspondant au rétablissement de la lumière sur la cellule. Pour limiter le courant dans ce tube à une valeur normale, un peu inférieure à 5 mA, nous choisirons une résistance de charge de 50 kΩ, mais, comme le réseau de caractéristique de la 12AU7 montre qu'on recueille alors sur l'anode un signal positif de 208 V lors du blocage du tube, nous n'en prendrons que le cinquième, soit 42 V, en utilisant une résistance de charge anodique fractionnée.

La cathode de la diode V_8 (destinée à couper les éventuels tops négatifs) est portée au potentiel de + 5 V au moyen d'une source dont la résistance est de l'ordre de 100 kΩ (ce qu'indique l'application du théorème de Thévenin); on relie l'anode de cette diode à la sortie du tube V_6 par un condensateur de 0,1 μF, pour que le front de montée de quelques millisecondes soit bien transmis.

La variante de la figure 117 *b* concerne le cas d'un déclenchement par rétablissement de la lumière; on actionne la grille du tube V_5 à partir de l'anode de la cellule, alimentée cette fois sous 10 V seulement, et on insère une résistance de 5 kΩ dans la cathode de V_5 puisque la grille de ce tube est en permanence au potentiel de + 10 V quand la cellule n'est pas éclairée.

La figure 118 indique le système utilisé pour déclencher l'univibrateur par la fermeture d'un contact. Le contact K décharge le condensateur de 0,1 μF, chargé à 5 V à travers 5 MΩ (on a ici réalisé la source de charge au moyen de trois résistances, car, pour réaliser une charge à deux résistances, pour 5 V et 5 MΩ en équivalent Thévenin, il aurait fallu une résistance de 250 MΩ entre le condensateur de 0,1 μF et le + 250 V).

L'impulsion résultante, à front très raide (moins de 0,0001 seconde si la résistance du contact est inférieure à 100 Ω), est dérivée par un condensateur de 1 nF et une résistance de 100 kΩ (soit une constante de temps

de 0,0001 seconde) et appliquée à la grille du tube V_6 monté comme sur la figure 117.

Pour le déclenchement par un signal sonore, on utiliserait un microphone à ruban, muni d'un préamplificateur, ce dernier étant avantageusement constitué de deux transistors jonction genre OC 71.

Nous voyons que les amplificateurs de déclenchement consommant au total 16 mA maximum, l'univibrateur moins de 7 mA, on aura donc moins de 23 mA à fournir. Comme nous l'avons dit plus haut, nous les stabiliserons par un ensemble 0A2 + 0B2 qui donnera une tension de 258 V, et nous utiliserons une alimentation dont la tension non stabilisée sera de 400 V

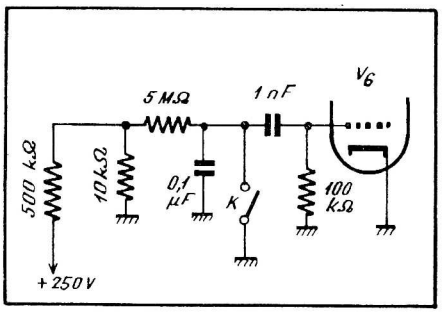


Fig. 118. — Système à utiliser pour que le déclenchement soit effectué seulement par la fermeture d'un contact (et non par sa réouverture).

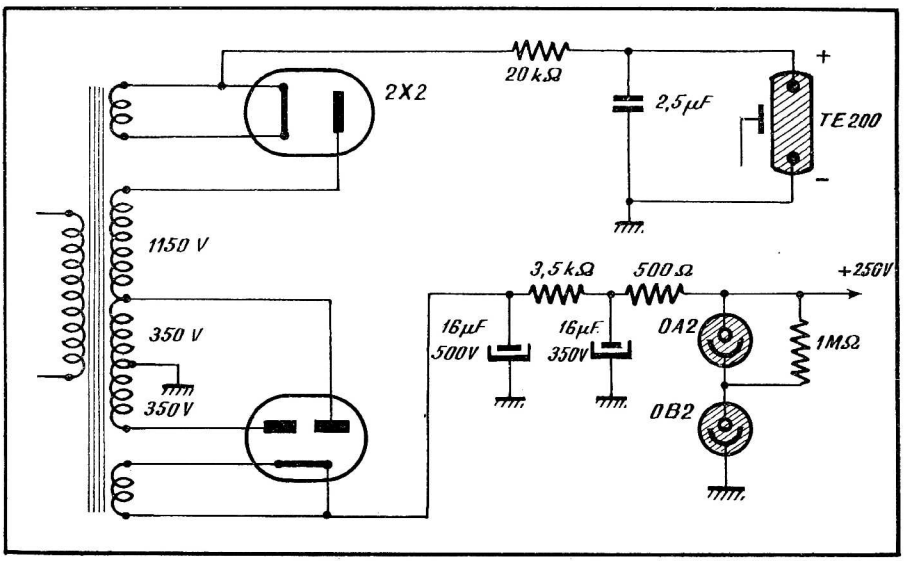


Fig. 119. — Alimentation générale du système retardateur de flash.

afin que l'allumage des tubes à gaz soit certain. Un transformateur de 2 × 350 V fournissant largement cette tension avec un filtrage à condensateur en tête, l'alimentation se présente comme l'indique la figure 119.

Comme on n'a guère à se préoccuper de ce que peut faire l'alimentation 250 V pendant la recharge du condensateur du TE 200, on utilise pour

recharger ce dernier un enroulement supplémentaire de 1150 V en série avec un des enroulements 350 V fournissant le + 400 V, celui-ci étant des plus classiques.

Un point déconcertera sans doute nos lecteurs : l'arrivée de toutes les valeurs de l'univibrateur, qui semble parfaitement arbitraire. Indiquons que ces valeurs résultent de déterminations expérimentales, et que le calcul confirme leur validité. Mais, pour être logique, nous allons indiquer pour terminer comment on peut les prévoir avec une assez bonne approximation.

Si nous voulons réaliser un univibrateur équipé d'une 12AU7, nous nous fixerons à priori une valeur pour le potentiel des cathodes à l'état de repos. Nous ne la choisirons pas trop élevée; par exemple 100 V seraient excessifs et conduiraient à des valeurs de top de déclenchement trop élevées dans le cas où la grille du tube V_1 est au potentiel zéro. Une cinquantaine de volts étant plus logique, nous fixerons donc le potentiel de la cathode de V_3 à une valeur peu inférieure à 50 V, par exemple de l'ordre de 40 V, et nous choisirons la résistance anodique de V_2 ainsi que sa résistance de cathode pour que la diode agisse.

Il faut maintenant se donner une valeur pour le courant passant dans le tube V_2 au repos. Il est bon de ne pas le prendre très élevé, car nous n'avons pas besoin d'univibrateur à basculement ultra-rapide, et nous pouvons tolérer des temps de transition de plusieurs microsecondes, donc des résistances anodiques élevées, ceci au bénéfice de la consommation qui en sera diminuée. Nous allons donc utiliser un courant anodique faible, de l'ordre de 4 mA au repos, d'où pour que la cathode de V_2 soit à + 50 V environ avec un courant de 4 mA, une résistance de cathode de 12 kΩ.

Il faut maintenant que la résistance d'anode de V_2 soit assez faible pour que la diode intervienne. Autrement dit, il faut que le tube V_2 fonctionne avec une polarisation négative légère. Les courbes de la 12AU7 montrent que, pour avoir 4 mA dans le tube avec une certaine polarisation, il faut au moins 50 V de différence de potentiel anode-cathode; l'anode devra être à un potentiel d'au moins 100 V, et la résistance anodique inférieure à 38 kΩ, pour que la chute de tension dans cette résistance sous 4 mA soit inférieure à 150 V. Sachant qu'il est préférable d'utiliser comme résistance anodique pour le tube V_1 une valeur légèrement plus élevée que celle du tube V_2, nous prendrons donc environ 60 kΩ.

On peut alors faire un premier calcul des états de l'univibrateur, en fonction du potentiel de la grille de V_1 : on trouve qu'il faut augmenter légèrement la résistance de cathode et diminuer quelque peu le potentiel de la cathode de la diode si l'on veut que l'univibrateur cesse de fonctionner pour la valeur zéro du potentiel de la grille de V_1. Après une ou deux approximations, on est conduit aux valeurs que nous avons indiquées. Le calcul indiquant que l'on peut faire varier le potentiel de la grille de V_1 de 0 à 25 V et que l'on fixera le potentiel de la cathode de la diode autour de 40 V, on en déduit les valeurs des résistances constituant le pont polarisant cette cathode et comprenant le potentiomètre P de réglage de la durée.

Pour l'étalonnage, il suffit de remplacer C par un condensateur de capacité très élevée, par exemple 20 µF au papier bien isolé, de prendre pour R une valeur très élevée (10 MΩ par exemple, que le montage admet parfaitement) et de faire basculer l'univibrateur en mesurant sa période avec un simple chronomètre — car il s'agit ici de dizaines de secondes —

pour différentes positions du potentiomètre P. Pour d'autres valeurs de C et de R, on réduit les chiffres trouvés dans cet étalonnage proportionnellement au produit RC.

B. — Amplificateur vertical d'un oscilloscope

Comme pour tout appareil, il faut d'abord bien préciser les conditions à remplir, autrement dit le « cahier des charges » de l'amplificateur.

Nous voulons attaquer les plaques déflectrices d'un tube cathodique à post-accélération du type 5CP1A, alimenté sous 2 kV sur sa deuxième anode et 4 kV sur son anode d'accélération.

Dans ces conditions, on voit sur les caractéristiques qu'il faut deux tensions symétriques ayant chacune une amplitude de 200 V de crête à crête pour dévier le faisceau à fond.

Nous nous sommes en outre imposé les conditions suivantes :

1°) Bande passante : courant continu à 3 MHz à ± 3 dB;
2°) Sensibilité : balayage de tout l'écran pour moins de 50 mV appliqués à l'entrée;
3°) Atténuateur d'entrée : allant jusqu'à un rapport de 3000, par plots et par atténuateur progressif;
4°) Entrée double par commutateur électronique synchronisé sur le balayage.

Dans tout amplificateur vidéo-fréquence, c'est le tube de sortie qui pose le plus de problèmes quand on exige de lui une forte tension de sortie. En effet, comme on est limité en courant, la bande passante impose une limitation de la résistance de charge, et cependant la tension de sortie doit être suffisante.

Examinons tout d'abord si nous pouvons utiliser deux tubes de sortie du type 30 mA moyens de courant anodique, par exemple deux 6AG7. Les caractéristiques du 5CP1A indiquent une capacité de 2 pF entre les plaques déflectrices, et une capacité de 9 pF entre une des déflectrices et toutes les autres électrodes. La capacité entre plaques étant doublée, en raison de l'attaque symétrique, tout se passe comme si chaque 6AG7 devait commander une électrode dont la capacité serait de 9 + 4 = 13 pF par rapport à la masse, câblage compris. La capacité de sortie de la 6AG7 étant de l'ordre de 8 pF, nous compterons environ 3 pF de capacité parasite de câblage, et nous atteindrons ainsi 24 pF.

Nous voulons une tension de sortie de 200 V de crête à crête. Or le courant anodique de la 6AG7 varie de 0 à 65 mA, il vaut d'ailleurs mieux considérer une variation de 5 à 65 mA seulement à cause de la linéarité. Pour obtenir 200 V de crête à crête, il nous faudra donc une résistance anodique de 200/0,06 = 3300 Ω.

Si nous ne corrigions pas notre étage, la fréquence F pour laquelle le gain diminuerait de 3 dB par rapport au gain en basse fréquence serait celle pour laquelle l'impédance de la capacité parasite est égale à 3,3 kΩ; en utilisant la formule : F = 160/RC (F en MHz, R en kΩ, C en pF), avec R = 3,3 et C = 24, on obtiendrait F = 2 MHz.

On sait que, dans les meilleures conditions, la correction par inductance de liaison permet d'obtenir une bande passante à ± 0,2 dB égale à

1,75 fois la bande passante à 3 dB de l'amplificateur sans correction, ce qui donnerait ici une bande de 3,5 MHz. Nous garderons néanmoins une résistance anodique de 3,3 kΩ, car il est bon de prévoir un peu de marge sur la bande passante du tube de sortie.

Nous sommes très proche des meilleures conditions pour corriger l'amplificateur par inductance de liaison. En effet, en plaçant le bobinage de correction aussi près que possible de l'anode de la 6AG7, la plus grande partie de la capacité de câblage se trouvera en aval de celui-ci (c'est-à-dire que cette capacité se trouvera en parallèle avec la capacité d'entrée de l'anode déflectrice). La capacité entre déflectrice et masse sera donc de 13 + 3 = 16 pF, ce qui est juste le double de la capacité parasite entre l'anode de la 6AG7 et la masse. Dans ce cas, nous utiliserons un bobinage dont le coefficient de self-induction sera donné par : $L = 0{,}66\ C \cdot R^2$, soit :

$$0{,}66 \cdot 24.10^{-12}\ (3{,}3.10^{3})^2 = 1{,}74\ 10^{-4} \text{ ou } 174\ \mu H.$$

Chaque 6AG7 devant être attaquée sur sa grille par une tension de crête à crête de 6 V, les étages précédents ne poseront donc aucun problème du point de vue de la tension de sortie et la détermination de leurs résistances anodiques ne sera dictée que par des considérations de bande passante.

Nous utiliserons le tube 6CB6, dont la pente est élevée et la capacité anodique très faible. Ses caractéristiques montrent que, si sa tension écran est de 150 V, sa tension anodique de l'ordre de 100 à 150 V et sa polarisation de 2 V, sa pente est de 6,5 mA/V; son courant anodique est de 11 mA et son courant d'écran de 3 mA.

La capacité de sortie de ce tube étant seulement de 1,9 pF, pour utiliser notre circuit de liaison avec inductance série dans les meilleures conditions, nous placerons cette fois le bobinage aussi près que possible de la grille de la 6AG7 pour que la capacité de câblage s'ajoute aux 2 pF de capacité de sortie de la 6CB6, d'où un total d'environ 6 pF puisque la capacité d'entrée de la 6AG7 est de 13 pF.

La capacité totale étant dès lors de 19 pF, nous réaliserons un étage ayant une bande passante de 3 MHz avec une résistance plus forte que celle équipant l'anode de la 6AG7; nous utiliserons cette fois une valeur de 4,2 kΩ, le gain sera de 6,5 × 4,2 = 27 et il suffira d'attaquer la grille de chaque 6CB6 par une tension dont l'amplitude de crête à crête sera de 6/27 = 0,22 V.

Si nous utilisons l'étage symétrique équipé de deux 6CB6 comme autodéphaseur par la cathode, il faudra une tension double pour l'attaquer, soit alors 0,44 V de crête à crête. Comme nous désirons à l'entrée une sensibilité de 50 mV de crête à crête, il faudra faire précéder notre étage à deux 6CB6 par un étage amplificateur de gain égal à 9. Nous ferons la commutation électronique sur cet étage.

Nous avons intérêt à utiliser un système de commutation entièrement symétrique, à quatre tubes, car nous éviterons ainsi l'effet des temps de transit du générateur de signaux de commutation. Pour être plus explicite, nous allons donner quelques détails sur les difficultés que l'on peut rencontrer dans l'utilisation de la commutation électronique.

Il s'agit toujours de deux tubes ayant leurs anodes reliées entre elles, bloqués alternativement par des signaux rectangulaires en opposition de phase appliqués en général à une électrode autre que la grille de commande.

Si ces signaux rectangulaires sont parfaits, le fonctionnement du commutateur sera impeccable. Mais malheureusement, la perfection n'est pas de ce monde, et les signaux rectangulaires de blocage n'ont pas des fronts rigoureusement raides. Il en résulte que pendant un certain temps, à chaque commutation, les deux tubes se trouvent débloqués ensemble, ou bloqués ensemble.

Supposons que nul signal ne soit appliqué aux grilles de commande des deux tubes, et que celles-ci soient au même potentiel : on ne devrait obtenir aucun signal sur les anodes au moment de la commutation, les courants des tubes étant identiques. La non-simultanéité des blocages et déblocages se traduira par l'apparition sur les anodes d'une impulsion positive (si les deux tubes se trouvent bloqués en même temps) ou négative (si ces tubes sont débloqués ensemble). Cette impulsion pourra être assez importante pour saturer les étages suivants, et déformer ainsi considérablement le signal de sortie.

Par contre, si nous utilisons un commutateur symétrique à quatre tubes, les impulsions résultant de la commutation seront en phase sur les deux sorties de notre commutateur; elles n'agiront donc pas sur les étages amplificateurs qui suivent si ceux-ci sont rigoureusement symétriques (sensibles seulement aux tensions appliquées en opposition de phase sur leurs deux entrées), et fort peu si ces étages sont aproximativement symétriques. Ceci ne nous dispense pas de veiller à ce que les signaux rectangulaires de commutation soient à front aussi raide que possible; nous y reviendrons plus loin.

Nous utiliserons pour notre commutateur quatre tubes 6AU6 parce que ceux-ci sont assez sensibles à l'action de leur suppresseur, surtout si l'écran et la plaque sont à un potentiel assez bas; ils ont cependant une forte résistance interne, contrairement à la 6AS6, spécialement conçue pour la commande par son suppresseur.

La capacité de sortie d'une 6AU6 étant de 5,5 pF, en disposant deux de ces tubes en parallèle on obtient 11 pF. La capacité d'entrée d'une 6CB6 étant de 6,3 pF, et en comptant 4 pF environ de capacité parasite de câblage, on atteint au total 21 pF. On pourra donc utiliser une résistance de charge anodique de 3,7 kΩ.

Comme nous voulons un gain de 9, il faudra que les 6AU6 aient une pente supérieure à $9/3{,}7 = 2{,}43$ mA/V. Or, les caractéristiques de ce tube nous montrent que, avec une tension écran de 50 V (pour faciliter le blocage par le suppresseur) et une tension anodique de 50 V, on obtient, pour une polarisation de — 0,5 V une pente de 3,1 mA/V : le gain sera donc suffisant. Pour ces conditions de fonctionnement, le courant anodique est de 2,2 mA, le courant écran de 0,8 mA; donc, même lorsque tout le courant de cathode ira sur l'écran par suite du blocage du suppresseur, le courant écran sera inférieur à 3 mA, ce qui ne représentera qu'une dissipation écran de 0,15 W, parfaitement tolérée par le tube (maximum admis : 0,65 W).

L'ensemble de nos trois étages sera donc réalisé comme l'indique la figure 120, schéma qui appelle de nombreux commentaires.

Pour l'étage de sortie, les anodes des tubes sont reliées directement aux déflectrices du tube cathodique; il en résultera un potentiel positif de 190 V sur celles-ci, mais on le compensera en portant la deuxième anode du tube cathodique à ce potentiel, au lieu de le porter à celui de la masse

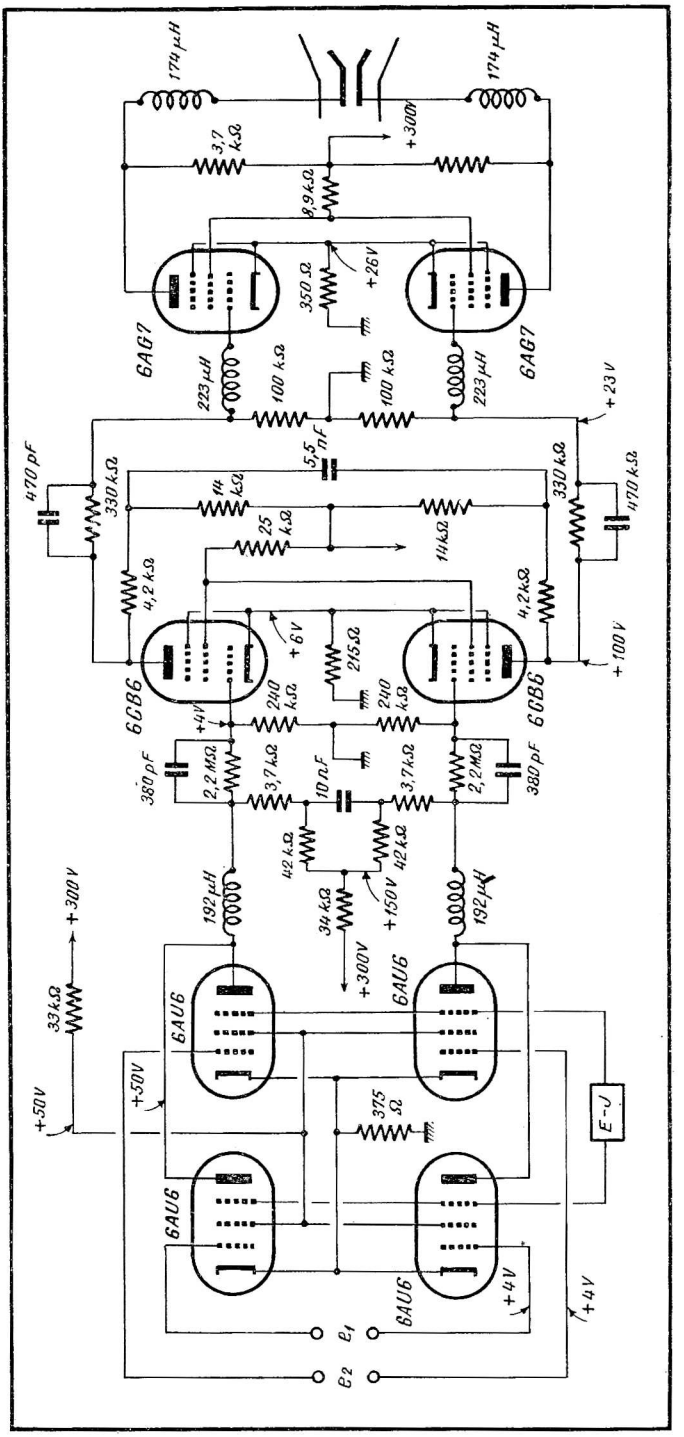


Fig. 120. — Schéma d'ensemble de l'amplificateur symétrique continu à large bande pour oscilloscope à hautes performances.

comme il est usuel. Le courant écran de chaque 6AG7 étant de 7 mA, cela fait en tout 74 mA pour les courants anode + écran des deux 6AG7.

Nous verrons plus loin que les grilles de ces tubes étant au potentiel de 23 V, nous devions donc porter les cathodes à 26 V puisqu'il faut 3 V de polarisation, ce qui représente une résistance de cathode de 26/0,074 = 350 Ω.

Nous alimenterons les anodes des deux 6AG7 à partir d'une tension de 300 V, et aurons donc une résistance à placer entre cette haute tension et les écrans des tubes. Ceux-ci devant être à 176 V (150 V par rapport aux cathodes), il faudra une chute de tension de 124 V dans cette résistance sous un courant de 14 mA (courant total des deux écrans), ce qui sera obtenu avec une résistance de 8,9 kΩ. Nous supposons que le courant total

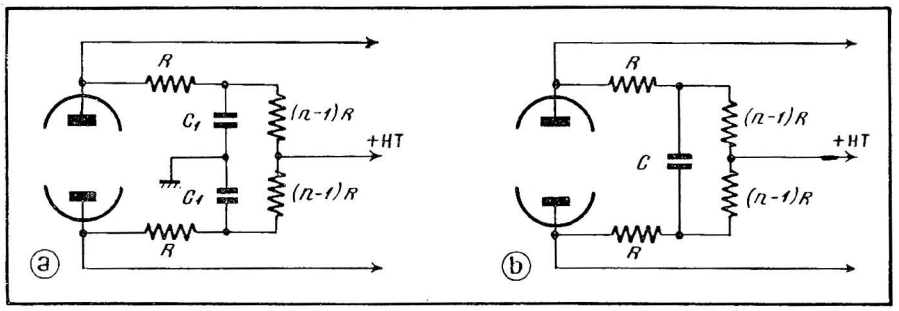


Fig. 121 — Système du condensateur de correction de couplage continu dans le cas d'un étage symétrique, avec deux condensateurs (**a**) ou un seul (**b**).

des anodes des deux tubes, ainsi que celui des écrans, est constant, ce qui est vrai si l'étage double est bien attaqué symétriquement. L'utilisation d'une résistance unique pour polariser les cathodes équilibre automatiquement l'étage de sortie, de même que la résistance unique d'alimentation des écrans.

Examinons l'étage symétrique précédent, équipé de deux 6CB6. Nous connaissons déjà les résistances de charge anodique, qui valent chacune 4,2 kΩ. Nous allons relier les anodes des 6CB6 aux grilles des 6AG7 par le système de couplage continu que nous avons cité page 172 (fig. 91), qui offre, comme nous l'avons déjà précisé, les avantages suivants :

— il permet de porter la grille du tube suivant à un potentiel moyen continu qui n'est qu'une fraction 1/n du potentiel continu de l'anode du tube étudié;

— il permet d'abaisser nettement ce potentiel d'anode, en laissant la possibilité d'utiliser une résistance d'anode élevée sans réduction de la bande passante.,

Nous connecterons donc en série avec la résistance de 4,2 kΩ, dans chaque anode, une résistance valant (n — 1) fois 4,2 kΩ et nous relierons l'anode de chaque 6CB6 à la grille de la 6AG7 correspondante par un diviseur de tension de rapport n. Nous placerons ensuite les condensateurs correspondant à C_1 et C_2 de la figure 91, avec cette différence toutefois que, puisqu'il s'agit d'étage symétrique, nous utiliserons à la place de deux condensateurs C_1, disposé comme l'indique la figure 121 *a*, un seul conden-

sateur C de valeur moitié disposé comme le montre la figure 121 *b*. En effet, les deux condensateurs C_1 sur la figure 121 *a* sont en série, leur point commun étant réuni à la masse. Si le montage est symétrique, on peut ne pas relier ce point commun à la masse : il est alors possible de remplacer les deux condensateurs C_1 par un condensateur unique C. C'est un raisonnement analogue qui nous avait fait dire au début que la capacité de 2 pF entre les deux plaques déflectrices du tube cathodique agissait sur chaque sortie d'amplificateur symétrique comme une capacité de 4 pF placée entre chaque déflectrice et la masse.

Cette méthode de couplage continu par diviseur semble présenter de tels avantages que l'on aurait tendance à choisir un coefficient n aussi grand que possible; mais il ne faut pas oublier que :

1°) Pour les fréquences très basses, l'emploi du montage de la figure 91 exige que le tube destiné à commander l'étage suivant fournisse une tension de sortie n fois plus forte sur son anode que celle nécessaire pour l'attaque de la grille de l'étage suivant;

2°) La chute de tension dans la résistance (n — 1) R et dans la résistance R doit être limitée à une valeur telle que le potentiel moyen de l'anode du tube soit suffisant;

3°) Le système de couplage de la figure 91 ne convient qu'à des penthodes de grande résistance interne.

Cette troisième condition est réalisée : nous avons dit au début que nous éliminions la 6AS6, bien commode cependant en raison de la facilité avec laquelle on peut la bloquer par son suppresseur, à cause de sa résistance interne insuffisante. Les 6AU6 et 6CB6 ont des résistances internes considérables.

Examinons la première condition. Chaque 6CB6 devant fournir sur la grille de la 6AG7 correspondante une tension d'attaque de 6 V de crête à crête, il faudra donc qu'elle puisse fournir sur son anode une tension de sortie de crête à crête de n fois 6 V. Or, le potentiel moyen de ces anodes est de 100 V; il ne doit guère descendre au-dessous de 60 V comme le montre l'examen des caractéristiques i_p/V_p de la 6CB6, il pourra monter jusqu'à 140 V; nous aurons donc au maximum une tension de crête à crête de 80 V et nous pourrons par conséquent, si nous ne considérons que la première condition, prendre des valeurs de n allant jusqu'à 80/6 = 13,3.

Voyons la deuxième condition. Le courant anodique de chaque 6CB6 est de 11 mA et la chute de tension dans la résistance totale d'anode ne doit pas dépasser 200 V, puisque nous utilisons une tension d'alimentation de 300 V. Cette résistance totale vaut 4,2 kΩ + (n-1) 4,2 kΩ, soit en tout n fois 4,2 kΩ.

Or, pour qu'il y ait une chute de tension de 200 V, sous un courant de 11 mA dans une résistance, il faut que cette résistance vaille 18,2 kΩ. Nous prendrons donc n = 18,2/4,2 = 4,35.

C'est la deuxième condition qui nous a imposé la valeur de n.

La résistance (n-1) 4,2 kΩ vaudra donc : 3,35 × 4,2 = 14,2 k. Le potentiel continu des grilles des 6AG7 sera donc de 100/4,35 = 23 V, potentiel dont nous avons parlé plus haut à propos de la détermination de la résistance de cathode des 6AG7.

Nous réaliserons le pont diviseur de tension dans un rapport de 4,35 par deux résistances de valeurs adéquates, assez élevées par rapport à

4,2 kΩ et 14 kΩ. Il y aura, en outre, avantage à ce que les valeurs de ces résistances soient normalisées ou assez proches : après quelques essais, nous avons choisi 330 kΩ et 100 kΩ.

Evidemment, le système de la figure 121 *b* présente par rapport à celui de la figure 121 *a* l'inconvénient suivant : le condensateur C unique ne joue aucunement le rôle de découplage et de filtrage supplémentaire que jouent les condensateurs C_1 sur le schéma 121 *a*, mais ceci est d'une importance secondaire, car tout l'amplificateur étant symétrique, la consommation de l'ensemble est pratiquement constante et il n'y a pas de risques de réactions parasites; d'autre part, l'effet d'un défaut de filtrage est beaucoup moins sensible sur un amplificateur symétrique.

Le rapport de la résistance de 330 kΩ à celle de 14 kΩ valant 330/14 = 23,5, nous prendrions pour le montage de la figure 121 *a* une valeur de C_1 égale à 23,5 fois celle du condensateur qui shunte la résistance de 330 kΩ; nous adopterons donc pour le condensateur monté comme C de la figure 121 *b* une valeur égale à 23,5/2 = 11,7 fois celle du condensateur qui shunte la résistance de 330 kΩ.

Ce dernier devant posséder une capacité relativement élevée par rapport à la capacité parasite d'entrée de la 6AG7, nous pourrons choisir 470 pF (valeur normalisée) car cela donne pour C la valeur de 5500 pF que l'on peut réaliser facilement, si l'on ne possède pas cette valeur en stock, par un condensateur de 5000 pF en parallèle avec un de 500 pF.

Les inductances en série dans les circuits grille des 6AG7 sont calculées comme celles qui servaient à corriger les liaisons entre les anodes des 6AG7 et les déflectrices. Nous prendrons la valeur 0,66 CR^2, C désignant la capacité parasite totale (2 pF de sortie 6CB6 + 4 pF de câblage + 13 pF d'entrée de 6AG7 = 19 pF) et R la résistance anodique, soit 4,2 kΩ, car, pour ce calcul, on ne tient pas compte de la résistance série de 14 kΩ qui n'intervient plus aux fréquences élevées. On obtient :

$$L = 0{,}66 \cdot 19.10^{-12} (4{,}2.10^3)^2 = 2{,}23.10^{-4} \text{ H, soit 223 } \mu\text{H.}$$

Les deux écrans des 6CB6 doivent être à un potentiel de 150 V, ils consomment en tout 6 mA; la résistance qui les alimente devant chuter 150 V, elle vaudra donc 25 kΩ.

Comme nous le verrons par la suite, le potentiel moyen des grilles des 6CB6 est de 4 V; les cathodes de ces tubes doivent donc être au potentiel de 6 V (polarisation 2 V). Or le courant total étant de 6 mA pour les écrans et 22 mA pour les anodes soit 28 mA, la résistance de cathode sera donc de 6/0,028 = 215 Ω.

Pour les résistances de cathode, comme on ne peut obtenir des valeurs normalisées, il faut les constituer par une partie fixe et une partie ajustable que l'on réglera en mesurant les potentiels des différents électrodes au voltmètre électronique, jusqu'à ce que le réglage ait permis d'atteindre des potentiels d'électrodes aussi voisins que possible des valeurs prévues. Ce réglage est indispensable pour compenser les écarts entre les valeurs pratiques des courants des tubes et celles qui sont prévues dans les caractéristiques.

Pour les tubes de l'étage commuté, nous nous trouvons devant un problème nouveau : la capacité de leurs anodes est nettement plus grande que la

capacité d'entrée des 6CB6. En effet, sur chaque branche, il y a deux 6AU6 en parallèle, ce qui donne 11 pF de capacité de sortie, et la capacité d'entrée de la 6CB6 ne vaut que 6,3 pF. Si nous plaçons la capacité de câblage du côté de la 6CB6, cela ne fera que 10,3 pF et nous serons loin de la condition optimum pour laquelle la capacité du tube suivant est de l'ordre du double de la capacité de sortie du premier étage. Mais on peut pallier la difficulté, car, en mettant la capacité de câblage du côté de la 6AU6, on porte la capacité de sortie de ce tube à 15 pF, soit près du double de celle d'entrée de la 6CB6. Nous utiliserons alors, au lieu du montage de correction schématisé par la figure 122 *a* que nous avons utilisé jusqu'ici, celui de la figure 122 *b*.

Pour nos lecteurs habitués à la théorie des quadripôles, le système de transmission constitué par le quadripôle C_1 — L — C_2 a été retourné dans la figure 122 *b* par rapport à sa disposition dans la figure 122 *a*; il jouit donc des mêmes propriétés de correction vidéo, mais c'est dans le cas ou $C_1 = 2\ C_2$ qu'il agit le mieux, toujours en utilisant une inductance de correction donnée par

$$L = 0{,}66\ (C_1 + C_2)\ R^2.$$

Nos lecteurs reconnaîtront dans la figure 120 le montage de la figure 122 *b* pour la liaison entre les 6AU6 et les 6CB6.

Il y a, de plus, le système de liaison à diviseur de tension. Ici, le rapport n a été limité à 12,3, parce que cela conduisait à un potentiel de 150 V au point commun des deux résistances de 42 kΩ (soit (12,3 — 1) 3,7 kΩ). On peut alimenter ce point par une tension de 150 V si l'on en dispose, ou opérer suivant le schéma, c'est-à-dire utiliser une résistance chutrice de 34 kΩ, parcourue par le courant anodique total des deux 6AU6 (courant anodique seulement) soit 4,4 mA comme nous l'avons vu.

En effet, une telle disposition augmente encore la symétrie du montage, et nous l'avons utilisée uniquement pour montrer la variété des possibilités dans la réalisation des amplificateurs symétriques. Dans un tel amplificateur, le courant total étant rigoureusement constant, on peut parfaitement utiliser une résistance chutrice unique pour abaisser le potentiel de 300 à 150 V. Puisque n = 12,3 et que le potentiel moyen des anodes est de 50 V, le potentiel moyen des grilles des 6CB6 sera le quotient de 50 par 12,3, soit sensiblement 4 V.

La résistance chutrice prévue pour les quatre écrans des 6AU6 se calcule en tenant compte du fait que, sur les quatre tubes, il y en a toujours deux qui sont bloqués par le suppresseur, et que dans ces tubes, le courant écran est aussi élevé que la somme du courant anodique et du courant écran dans un tube non bloqué par le suppresseur. Il y a donc deux écrans consommant 3 mA chacun, et deux 0,8 mA chacun, soit en tout 7,6 mA : il faut donc chuter de 250 V sous un courant de 7,6 mA, ce qui donne une résistance de 33 kΩ.

Les résistances de couplage entre les anodes des 6AU6 et les grilles des 6CB6 se calculent comme celles qui liaient les 6CB6 au 6AG7, de même que les condensateurs de compensation et les inductances de liaison.

Le symbole « EJ » désigne l'Eccles-Jordan qui va commuter les entrées, en appliquant aux suppresseurs des 6AU6 des signaux rectangulaires dont la tension de sommet devra être de l'ordre de zéro, la tension de creux

étant au minimum de — 40 V (il s'agira donc d'un Eccles-Jordan alimenté en négatif, les résistances de charge de ses anodes retournant directement à la masse, et nous relierons les suppresseurs des 6AU6, groupés deux par deux, à des prises intermédiaires judicieusement calculées sur les résistances de charge de l'Eccles-Jordan).

Comme nous allons le voir au sujet de l'atténuateur progressif, les grilles des 6AU6 sont à un potentiel moyen de 4 V; nous porterons donc

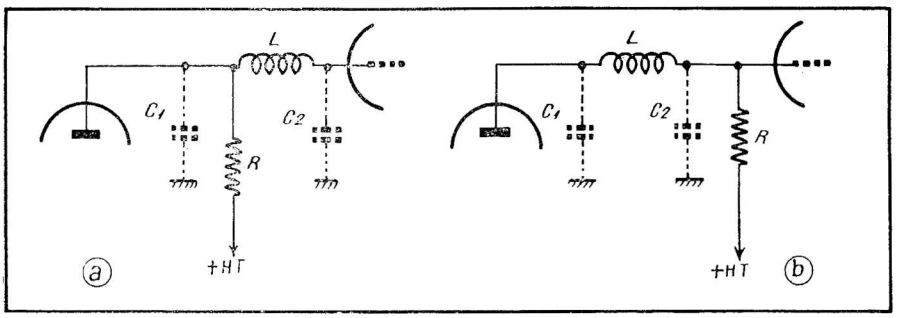


Fig. 122. — Le quadripôle de liaison utilisé pour la correction V. F. en (**a**) peut être retourné (**b**) dans le cas où c'est C_1 qui est le double de C_2.

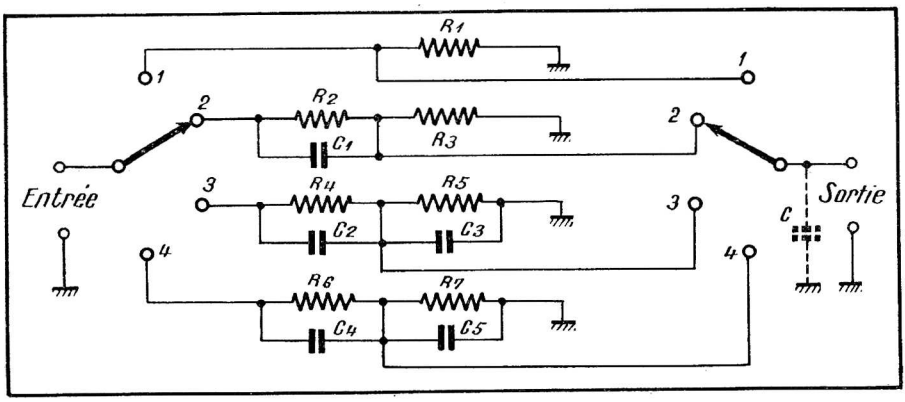


Fig. 123. — Atténuateur compensé permettant de diviser le gain par 10, 100 et 1000 sur toutes les fréquences.

leurs cathodes au potentiel de + 4,5 V pour que les polarisations soient de 0,5 V. Le calcul indique qu'il faut pour cela une résistance de cathode de 375 Ω pour les quatre tubes (tenant compte du fait que les deux tubes bloqués par le suppresseur ont le même courant cathodique que ceux qui ne sont pas bloqués; ce qui ne passe pas par l'anode passe par l'écran).

Les atténuateurs d'entrée sont classiques. Il y aura d'abord deux atténuateurs à plots, du type de celui schématisé sur la figure 123. Nos lecteurs en connaissent le principe : si nous voulons, par exemple, que l'atténuateur de la figure 123 atténue de 10 fois sur la position 2, il faudra que $R_2 = 9\ R_3$. D'autre part, le produit de la capacité de C_1 par la résistance R_2 devra être égal au produit de R_3 par la capacité parasite C qui shunte la sortie de

l'atténuateur, cette capacité C étant constituée par les capacités de câblage et d'entrée du tube attaqué par l'atténuateur. En d'autres termes, il faudra que C_1 soit le neuvième de C, ce qui conduit à une valeur de C_1 de 1 à 2 pF.

Sur la position 1, l'atténuateur n'atténue pas, la résistance R_1 est là uniquement pour que la résistance d'entrée de l'atténuateur sur cette position soit la même que sur les autres (on a en effet choisi $R_1 = R_2 + R_3 = R_4 + R_5 = R_6 + R_7$).

Sur la position 3, l'atténuation est, par exemple, de 100 ; dès lors $R_4 = 99\ R_5$. Si l'on n'avait pas mis le condensateur C_3, il aurait fallu que C_2 ait une capacité égale à 1/99 de C, soit de 0,1 à 0,2 pF, ce qui est difficile à obtenir d'une façon stable; aussi a-t-on augmenté volontairement C dans la position 3 en mettant C_3 en parallèle avec C. Si l'on prend pour C_3 une valeur de 100 à 500 pF, C_2 vaut alors 1 à 5 pF, sa valeur étant déterminée davantage par celle de C_3 que par celle de C.

Pour une atténuation de 1000, ce qui serait le cas sur la position 4 si $R_6 = 999\ R_7$, il faut alors placer en parallèle avec C un condensateur C_5 de plusieurs milliers de pF, et c'est uniquement la valeur de C_5 qui intervient dans le calcul de C_4 dont la capacité doit être égale à 1/999 de celle de C_5.

On pourra réaliser un tel atténuateur en quatre positions, représentant des atténuations de 1, 10, 100 et 1000, ou bien prendre des rapports d'atténuation plus échelonnés que les puissances de 10, tels que 1, 3, 10, 30, 100, 300 et 1000. De toutes façons, il est avantageux de choisir des rapports d'atténuation en progression géométrique.

Nous ferons suivre l'atténuateur à plots par un atténuateur progressif. Le meilleur dans ce cas, puisqu'il s'agit d'un amplificateur symétrique est l'atténuateur Du Mont dont le schéma est indiqué sur la figure 124 [213]. Nous avons choisi de l'alimenter sous 150 V pour pouvoir utiliser deux triodes peu polarisées (4 V), ayant de ce fait une grande pente, donc une faible résistance de sortie en montage à liaison cathodique, sans que le courant anodique, et surtout la dissipation anodique, soient trop élevés.

Sous 150 V anode-cathode, une 12AU7 laisse passer un courant de 8 mA sous une polarisation de 4 V, soit une résistance de 500 Ω par cathode. Ces résistances sont constituées par une partie fixe de 400 Ω et la moitié d'un potentiomètre ajustable de 200 Ω qui sert à l'équilibrage (compensation d'un déséquilibre éventuel dû à une non-identité des deux triodes de la 12AU7).

L'impédance de sortie d'une 12AU7 étant de 250 Ω environ, dans les conditions que nous indiquons, nous pourrons donc utiliser un potentiomètre d'atténuation de 500 Ω, en série avec une résistance de 50 Ω pour limiter l'atténuation à 10.

Si l'atténuateur à plots attaquant la grille de V_1 a un échelonnement plus progressif (1, 3, 10, etc...) on pourra remplacer la résistance de 50 Ω par une de 200 Ω.

On remarquera que l'attaque de l'atténuateur est dissymétrique; sa sortie n'est symétrique qu'en apparence car le potentiel de la cathode de V_2 est, en principe, constant (dans la mesure où celui de la cathode de V_1 ne l'influence pas à travers le potentiomètre de 500 Ω et la résistance de 50 Ω). Le passage dissymétrique-symétrique s'effectue dans les 6AU6, qui fonctionnent à la fois en tubes commutateurs et en autodéphaseurs par la cathode. Si la sortie des 6AU6 n'est pas encore symétrique, les étages sui-

vants se chargeront de réduire la dissymétrie, comme nous l'avons déjà indiqué [214].

La grille du tube V_1 de l'atténuateur Du Mont ne recevra jamais une tension de crête à crête supérieure à 0,5 V, dans le cas où on demandera à cet atténuateur une réduction dans le rapport maximum (10) puisqu'il

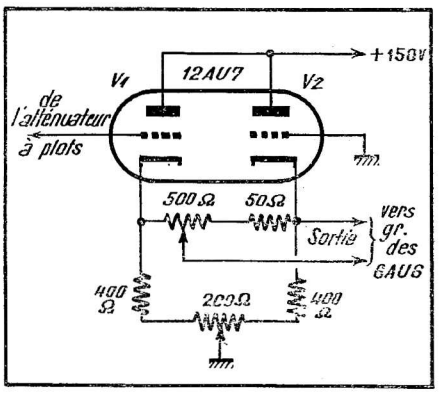


Fig. 124. — Atténuateur progressif **Du Mont** complétant l'action de l'atténuateur à plots.

suffit de 50 mV à la sortie pour balayer tout l'écran du tube cathodique. On voit facilement qu'avec 0,5 V de crête à crête le tube V_1 sera loin d'être saturé.

Détail à signaler : en portant la grille du tube V_2 de l'atténuateur à un potentiel + U connu, tout se passe, en raison de la symétrie du montage, comme si on avait retranché U à la tension attaquant la grille de V_1, laquelle est le quotient de la tension d'entrée par le rapport d'atténuation de l'atténuateur à plots. Le déplacement de la courbe sur l'écran du tube cathodique quand on porte la grille de V_2 au potentiel + U permet donc de mesurer exactement ce que représente U par rapport à la tension appliquée à la grille de V_1. Nous obtenons ainsi un système de *cadrage étalonné* nous permettant de mesurer toutes les valeurs de potentiel correspondant aux points remarquables de la courbe apparaissant sur le tube cathodique, ce qui présente un intérêt considérable, car notre oscilloscope devient un instrument de mesure d'une extrême précision.

C. — Générateur d'hyperfréquences pour application médicale

L'instrument que nous nous proposons de réaliser est purement théorique en ce qui concerne ses applications, car nous avouons ignorer entièrement si l'on utilise des impulsions d'ondes hyperfréquences dans des buts médicaux.

Nous supposerons que notre « cahier des charges » est le suivant :

puissance de crête : environ 250 kW;

durée de chaque impulsion : 1 µs ;

fréquence de récurrence des impulsions : 1 kHz ;

fréquence de l'onde hyperfréquence : 9000 MHz (soit environ 3,3 cm de longueur d'onde).

Des caractéristiques de ces ordres de grandeur seront plus faciles à réaliser que d'autres, car elles correspondent à des valeurs usuelles dans les émetteurs de radar. Nous pourrons donc trouver beaucoup plus facilement les pièces détachées correspondantes, courantes dans la technique radar, que si nous avions voulu, par exemple, produire des ondes hyperfréquences de 4 ou de 2 cm de longueur d'onde.

Nous commencerons par choisir le tube générateur d'hyperfréquences. Pour ces puissances de crête, le magnétron est tout indiqué, les klystrons de grande puissance étant très coûteux et relativement rares pour la bande des 9000 MHz.

En consultant le catalogue d'un fabricant de magnétrons destinés à fonctionner en impulsions, nous trouvons le type 4J50 dont les caractéristiques sont les suivantes :

chauffage : 13,7 V - 5,4 A ;
tension anodique de crête : 21 500 V ;
courant anodique de crête : 27,5 A ;
puissance hyperfréquence de crête : 280 kW ;
fréquence : entre 8800 et 9000 MHz suivant les tubes (fréquence fixe) ;
durée maximum de l'impulsion : 1 µs ;
rapport cyclique maximum : 0,002 ;
aimant : incorporé ;
sortie de l'énergie hyperfréquence : par guide d'onde obturé par une cloison étanche à l'air, débouchant dans une des cavités du magnétron par un système adaptateur d'impédance.

Ce magnétron convient donc parfaitement à l'utilisation que nous envisageons; nous pourrions même l'utiliser pour produire des impulsions de 1 µs à cadence plus rapide, par exemple à 2 kHz puisqu'il supporte un rapport cyclique de fonctionnement de 0,002 (soit 1 µs toutes les 500 µs).

En consultant la caractéristique i_p/V_p du magnétron (il n'y a qu'une caractéristique, car c'est une diode, et son champ magnétique est fixe), nous voyons que l'on doit maintenir la tension anodique de 21 500 V constante à $\pm$ 500 V près pendant l'impulsion car la puissance d'un magnétron varie très vite avec la tension anodique. Il va donc être nécessaire de réaliser un modulateur (on appelle ainsi le générateur qui fournit au magnétron des impulsions de forte puissance) fournissant des impulsions très proches du rectangle idéal.

Il existe une solution de choix pour arriver à ce résultat : l'utilisation de l'énergie contenue dans une ligne à retard [221 - 222]. En effet, supposons une ligne à retard composée de n cellules en L (composées chacune d'un bobinage de coefficient de self-induction L en série et d'un condensateur de capacité C en parallèle).

Chargeons cette ligne à retard (c'est-à-dire tous les condensateurs de cette ligne qui, du point de vue état statique, se comportent comme n condensateurs de capacité C en parallèle) sous la différence de potentiel V. Branchons maintenant une des extrémités de la ligne à retard sur une résistance R ayant pour valeur l'impédance caractéristique de la ligne à retard : tous les condensateurs de la ligne vont se décharger dans cette résistance, les bobinages intervenant de sorte que les condensateurs se déchargent les uns après les autres. On obtient aux bornes de la résistance R une tension V/2 qui dure deux fois le temps de retard de toute la ligne.

En effet, cette ligne est branchée sur son impédance caractéristique, qui est un peu l'équivalent de la résistance interne d'une pile. Quand une pile est branchée sur une résistance égale à sa résistance interne, la tension aux bornes de cette résistance est égale à la moitié de la force électromotrice (tension à vide) de la pile. Il en est approximativement de même pour une ligne à retard.

On peut dire, en quelque sorte, qu'une onde de décharge à front raide d'amplitude V/2 parcourt la ligne, déchargeant à moitié tous les condensateurs, puis se réfléchit sur l'extrémité en circuit ouvert de la ligne et revient vers la résistance, déchargeant les condensateurs de la demi-charge qu'ils conservent. Une fois cette onde arrivée à la résistance R, il n'y a plus réflexion puisque cette extrémité de la ligne est fermée sur l'impédance caractéristique de la ligne. Tous les condensateurs sont donc déchargés, et l'on a pu disposer aux bornes de la résistance R d'une tension constante et égale à V/2 pendant tout le temps de la décharge.

Nous pourrons donc utiliser une ligne à retard dont le retard total de transmission soit de 0,5 µs (pour faire 1 µs avec le temps d'aller et retour de l'impulsion de décharge), son impédance caractéristique étant de 780 Ω (le magnétron pendant son fonctionnement se conduit comme une résistance de 780 Ω puisqu'il laisse passer une intensité de 27,5 A sous 21 500 V) et nous brancherons cette ligne, préalablement chargée sous 43 000 V (le double de 21 500 V) sur le magnétron.

Mais l'expérience prouve qu'il est plus aisé de réaliser des lignes à retard dont l'impédance soit voisine de 50 Ω. Nous procéderons donc ainsi, et nous brancherons notre ligne sur le magnétron par l'intermédiaire d'un transformateur d'impulsion, adaptateur d'impédance, de rapport élévateur 4 puisque le rapport des impédances de la ligne (50 Ω) et du magnétron (780 Ω) est sensiblement 16 et l'on prend un rapport de transformation égal à la racine carrée du rapport des impédances. Ce transformateur étant élévateur de tension dans le rapport 4, il nous suffira de charger notre ligne à une tension 4 fois plus faible, soit 10 750 V, la décharge de la ligne ayant lieu sous une intensité 4 fois plus grande que celle qui passe dans le magnétron, soit 110 A.

Pour commander cette décharge, nous aurons intérêt à utiliser un tube interrupteur dont la résistance interne passe rapidement d'une valeur infinie à une valeur quasi-nulle et qui puisse se laisser traverser par une intensité de crête très élevée : le thyratron est tout indiqué pour cet usage, particulièrement le thyratron à hydrogène [223 - 224].

Nous serons conduits à utiliser le type de thyratron 5C22 car les modèles plus petits ne supporteraient pas un courant anodique crête de 110 A. Le 5C22 est d'ailleurs largement surabondant, car il permettrait d'obtenir un courant anodique de crête de 350 A et il supporte une différence de potentiel anode-cathode de 20 000 V à l'état désionisé.

Il reste à déterminer la ligne à retard. Pour celle-ci, nous allons utiliser un nombre d'éléments plus élevé que dans la pratique de la technique radar (où l'on se contente souvent de 3 cellules), et pour la raison suivante :

L'impulsion que l'on doit appliquer au magnétron ne doit pas être à flancs trop raides, surtout en ce qui concerne le front avant; autrement dit, la tension anodique ne doit pas s'établir à une vitesse dépassant un certain nombre de kilovolts par microseconde, indiqué par le constructeur du ma-

gnétron (environ 120 kV/µs pour le 4J50). On aboutit en général à ce résultat en utilisant une ligne à retard à petit nombre de cellules, le transformateur d'impulsion passant intégralement la forme de cette impulsion.

Mais, si le transformateur n'est pas irréprochable, il va nettement diminuer la raideur des flancs de l'impulsion [219]. Or, dans le cas qui nous occupe, ce transformateur sera calculé avec une certaine approximation; nous pouvons nous attendre à une altération de la forme de l'impulsion. Il faudra donc que celle-ci soit la meilleure possible, ce qui s'obtiendra en augmentant le nombre de cellules de la ligne à retard.

Les meilleurs résultats sont obtenus dans les lignes à retard si chaque inductance est couplée à la suivante, le coefficient d'induction mutuelle de deux enroulements successifs étant égale au produit du coefficient de self-induction L de chaque enroulement par 0,12.

Dans ces conditions, si la capacité des condensateurs de la ligne est C, le retard par cellule vaut :

$$1{,}13 \sqrt{L\,C}$$

et l'impédance caractéristique est :

$$1{,}13 \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Nous allons établir notre ligne avec 6 cellules; elles auront donc chacune un retard de 0,5/6 = 0,0833 µs. A partir de ce retard par cellule et de l'impédance caractéristique de 50 Ω, on calcule facilement L et C et l'on trouve :

$$L = 3{,}15\ \mu H \quad \text{et} \quad C = 1660\ pF.$$

Pendant la charge de la ligne, celle-ci se comporte comme un ensemble de 6 condensateurs de 1660 pF en parallèle, autrement dit comme un condensateur unique de 6 × 1660 = 10 000 pF.

Si nous chargeons cette ligne à travers un bobinage dont le coefficient de self-induction est 1,8 H (qui forme avec 10 nF un circuit oscillant accordé sur 500 Hz) et que nous la déchargions tous les 1/1000 de seconde, la courbe de variation de la tension aux bornes de la ligne en fonction du temps se composera de demi-sinusoïdes comme l'indique la figure 125. Comme la tension moyenne aux bornes du bobinage de 1,8 H doit être nulle, il s'ensuit que la tension de charge de ligne au moment de chaque décharge atteint 2 E, E étant la tension d'alimentation en amont du bobinage [220].

Aussi appelle-t-on ce dernier « bobinage doubleur », car il permet d'utiliser une alimentation continue donnant une tension moitié de celle à laquelle sera chargée la ligne à retard au moment de chaque décharge. L'emploi d'un tel bobinage doubleur peut être généralisé à tous les appareils dans lesquels on doit décharger périodiquement un condensateur, tels que les stroboscopes à éclairs.

Nous en savons maintenant assez pour tracer le schéma de notre ensemble, reproduit sur la figure 126, et qui nécessite quelques explications. Tout d'abord nous voyons que le magnétron est alimenté par la cathode sur laquelle on applique les impulsions en polarité négative, tandis que

son anode est reliée à la masse. Cette disposition est classique dans l'emploi des magnétrons à impulsions, car l'anode est un vaste bloc de cuivre fraisé de cavités, presque au contact d'un aimant très volumineux. Il serait pratiquement impossible d'isoler tout l'ensemble pour y appliquer des impulsions positives de plusieurs dizaines de kilovolts.

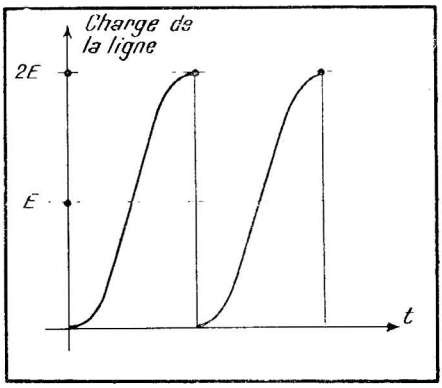


Fig. 125. — Système de charge résonnante d'un condensateur (ou d'une ligne à retard) déchargé périodiquement.

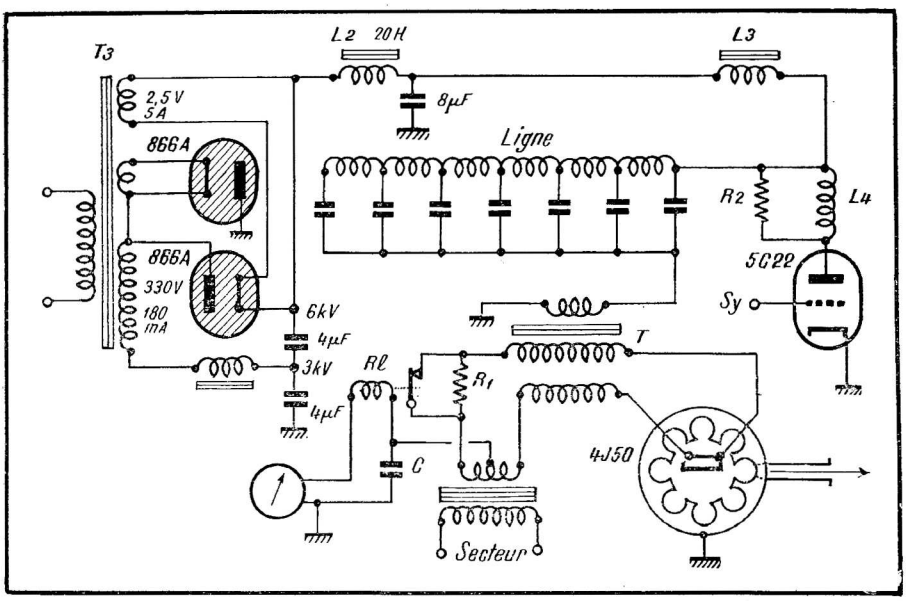


Fig. 126. — Ensemble du générateur d'impulsions hyperfréquences à applications médicales : l'énergie est stockée dans la ligne à retard L que le thyratron 5C22 décharge périodiquement; l'impulsion de tension qui en résulte est appliquée au magnétron par un transformateur d'impulsions.

Le primaire du transformateur d'impulsions T est placé dans le retour de la ligne à retard, vers la masse. L'autre pôle de la ligne est relié à l'anode du thyratron par une petite inductance L_4 destinée à empêcher que le courant dans le thyratron ne croisse trop rapidement au moment du

début de la décharge (il ne faut pas dépasser un certain nombre d'ampères par microseconde comme accroissement de courant dans le thyratron). Cette inductance est shuntée par la résistance R_2 dont le but est d'amortir L_1.

L'inductance doubleuse est L_3; elle permet d'obtenir en fin de charge une tension de 11 kV sur la ligne à retard, tandis que l'alimentation ne délivre que 6 kV environ.

Le transformateur T possède un secondaire bifilaire par lequel passe le courant de chauffage du magnétron, fourni par le transformateur T_2. Le courant anodique du magnétron passe entre le milieu du secondaire de T_2 et la masse; le condensateur C écoule sa composante alternative, la composante continue (environ 27 mA car le courant vaut 27 A de crête et le rapport cyclique est de 1/1000) passant à travers le milliampèremètre M et le relais RL. Ce dernier ouvre son contact « repos », décourt-circuitant la résistance R_1 quand le courant du magnétron atteint une certaine valeur. Le but de R_1 (de l'ordre de 0,5 Ω) est de réduire la tension de chauffage du magnétron lorsque celui-ci fonctionne au-dessus d'un certain régime. Pour 250 kW de crête, il faut réduire la tension de chauffage de 13,5 à 11 V. Evidemment, lors de l'établissement du transformateur T_2, on a tenu compte de la chute de tension dans le secondaire de T_1.

La détermination et la réalisation de ce dernier sont extrêmement délicates [221 - 222]; nous savons déjà qu'il doit être élévateur de tension dans le rapport 4. Nous utiliserons pour constituer son noyau un bobinage de tôle très mince du type « C core » car il est essentiel de ne pas perdre de puissance en courants de Foucault (on peut aussi utiliser des ferrites du genre Ferroxcube) [223].

Comme dans tout bon transformateur d'amplificateur, l'inductance primaire doit être assez élevée pour ne pas shunter exagérément la résistance de charge rapportée au primaire. Soit R cette résistance (ici 50 Ω), I le courant que l'on veut y faire passer (ici environ 110 A) et L le coefficient de self-induction de l'enroulement primaire. La tension primaire sera, au début de l'impulsion, égale à RI puisqu'aucun courant ne passera dans l'inductance L au début de l'impulsion. Si la durée de celle-ci est T, au bout de l'impulsion, il passera dans cette inductance un courant i : $i = \frac{R\,I}{L}\,.T$ qui se retranchera du courant total I, et la tension aux bornes de la résistance ramenée au primaire aura diminué dans le rapport i/I. Si l'on veut, par exemple, que la tension appliquée au primaire varie de moins de 1 % pendant la durée de l'impulsion, il faudra donc que i/I soit inférieur à 1/100, ce qui entraîne

$$L > 100\ TR \quad \text{soit} \quad L > 10^2\ 1.10^{-6}\ 50 = 5\ \text{mH}.$$

La section du noyau est déterminée par la puissance à transmettre; un abaque nous indique qu'il faut environ 4 cm²; dans ce cas, on obtient une inductance de 5 mH avec 80 tours environ, ce qui nous donne 320 tours pour chaque enroulement secondaire. Ces enroulements seront réalisés en fil de 15/10 mm au minimum pour laisser le passage au courant de chauffage du magnétron, qui est de 5 A.

Il faut encore connaître le degré de couplage entre le primaire et le secondaire du transformateur, puisque ce couplage détermine l'inductance

primaire de fuite. En première approximation on admet en général que si le coefficient de self-induction de fuite primaire est L_f et la capacité parasite (répartie) de l'enroulement primaire est C_p, l'ensemble de L_f et de C_p doit constituer un élément de ligne à retard ayant une impédance caractéristique de l'ordre de celle de la ligne principale, soit ici 50 Ω, ce qui donne :

$$\sqrt{\frac{L_f}{C_p}} = 50.$$

Le bobinage primaire étant réalisé, on peut mesurer la capacité parasite C_p, que l'on peut d'ailleurs calculer à priori par des formules empiriques valables pour chaque type de noyau, et on en déduit la valeur du couplage à adopter entre le primaire et le secondaire pour avoir un coefficient de self-induction de fuite primaire de l'ordre de L_f donné par :

$$L_f = 2500\ C_p \quad (L_f \text{ en henrys, } C_p \text{ en farads}).$$

On le voit que la détermination d'un tel transformateur est très délicate. Si l'on ne dispose pas des moyens puissants de mise au point et de la longue expérience (en partie empirique) des laboratoires de radar, on n'arrivera qu'à une solution approximative, ce qui déformera l'impulsion; et c'est pourquoi nous avons préféré multiplier le nombre de cellules de la ligne à retard, afin d'utiliser un transformateur d'impulsion dont la détermination n'aura pas été rigoureuse.

L'expérience montre que le rendement d'un tel générateur d'impulsions (rendement compté entre la puissance continue fournie par l'alimentation et la puissance moyenne des impulsions *appliquées* au magnétron) est de l'ordre de 60 à 70 %. Comme l'on fournit au magnétron des impulsions de 21,5 kV sous un courant de 27 A, soit une puissance de crête de 580 kW, et que le rapport cyclique des impulsions est 1/1000, la puissance moyenne fournie au magnétron est d'environ 580 W (dont 280 environ sont utilisés sous forme d'hyperfréquence, les 300 W restant étant dissipés en chaleur sur l'anode du magnétron, qu'il convient de refroidir par un ventilateur énergique).

En comptant sur un rendement de 60 %, cela conduit à une puissance alimentation de 970 W; il faudra donc prévoir un débit haute tension de l'ordre de 155 mA, puisque cette dernière est de 6 kV. Pour obtenir un tel courant sous une tension de 6 kV, nous pouvons utiliser deux valves à mercure type 866A en doubleuses de tension, à la condition que les condensateurs utilisés pour ce doublage soient toujours chargés à travers une inductance L_f, car il s'agit de valves à gaz; les caractéristiques de la 866A nous indiquent que la valeur de cette inductance doit être au minimum de 8 H.

La cellule de filtrage sera constituée par une inductance de 20 H et un condensateur de 8 µF (on est limité en ce qui concerne le condensateur, car sa tension de service doit être de 6 kV).

Examinons le ronflement que donnera une telle alimentation.

Les deux condensateurs de 4 µF en série servant à doubler la tension se comportent comme un seul de 2 µF. Le courant débité par l'alimentation

est de l'ordre de 150 mA, donc, en 1/50 de seconde, un condensateur de 2 µF qui débite 150 mA se décharge de $\frac{i\,t}{C}$ soit

$$1{,}5.10^{-1} \,.\, 2.10^{-2} \,.\, 1/2.10^{-6} = 1500 \text{ V.}$$

A l'entrée du filtre, nous aurons donc une tension en dent de scie à 50 Hz d'amplitude 1500 V.

A 50 Hz, un condensateur de 8 µF présente une impédance de 400 Ω environ, et une inductance de 20 H représente une impédance de 6250 Ω, soit de l'ordre de 15,5 fois celle du condensateur. La tension de ronflement aux bornes du condensateur de 8 µF sera donc divisée par 15,5, ce qui donnera 97 V, soit un ronflement de l'ordre de 1,5 %, ce qui est suffisant pour assurer un fonctionnement correct du magnétron à chaque instant. Evidemment, les impulsions hyperfréquences seront légèrement modulées en amplitude à 50 Hz, mais, pour l'application envisagée, cela n'a pas d'importance. Si l'on voulait réduire cette modulation, il faudrait utiliser une seconde cellule de filtrage, par exemple une autre inductance de 20 H et un autre condensateur de 8 µF : le ronflement, encore réduit dans le rapport 15,5, ne serait plus alors que 0,1 %, ce qui serait négligeable.

Comme le redressement de chaque alternance (une pour charger un des condensateurs de 4 µF, l'autre pour charger le deuxième) a lieu avec une inductance en série, la tension que l'on doit appliquer à chaque tube 866 est égale à 1,1 fois la tension continue à obtenir, soit 3300 V efficaces.

Le chauffage d'une des valves est relié à l'extrémité de l'enroulement haute tension du transformateur; c'est un enroulement de 2,5 V — 5 A. L'autre secondaire est fortement isolé.

Il serait d'ailleurs préférable d'alimenter les filaments des valves à partir d'un transformateur séparé. On pourrait ainsi, en appliquant progressivement sa tension primaire à T_3 (au moyen d'un transformateur à curseur par exemple), faire croître progressivement la tension appliquée aux valves. Il est en effet préférable de ne pas appppliquer brutalement la tension sur le magnétron et d'augmenter progressivement l'amplitude de crête des impulsions qu'on lui applique, surtout lors de la première mise en route.

En procédant aux essais, il faut bien prendre garde de ne jamais faire fonctionner le magnétron en laissant le guide d'ondes ouvert ou obturé, car le magnétron serait mal chargé et il se produirait des arcs internes. Il faut, au contraire, terminer le guide d'ondes par une charge adaptée ou par un cornet qui permette à l'énergie hyperfréquence d'être rayonnée dans l'air.

Le déclenchement du thyratron sera obtenu par des impulsions positives de 300 V appliquées à sa grille, la forme de ces impulsions étant relativement indifférente, à condition que leur front avant soit bien raide et que leur durée soit courte. On pourra les produire au moyen d'un blocking [224] équipé d'un tube de moyenne puissance, tel qu'un 6L6 ou un 6AG7.

Il reste à déterminer la valeur de l'inductance L_1. Les caractéristiques du thyratron 5C22 montrent que le courant anodique de ce tube ne doit

pas croître à un rythme supérieur à 1500 A/μs. Or, au moment où le thyratron est déclenché, la ligne est chargée à 5,5 kV. Si l'on néglige l'effet du primaire du transformateur d'impulsion, l'inductance L_4 doit empêcher le courant dans le thyratron de croître à une vitesse supérieure à 1500 A/μs. Or on sait que :

$$E = L \frac{di}{dt}$$

E désignant la tension aux bornes d'un bobinage dont le coefficient de self-induction est L, parcouru par un courant i.

Comme l'on veut que :

$$5500 = L \,.\, 1{,}5.10^9 \text{ (en comptant } \frac{di}{dt} \text{ en A/s)}$$

on déduit aisément que : L = 3,7 μH.

TROISIÈME PARTIE

RÉALISATION DE L'APPAREIL DANS SON ENSEMBLE

Ayant passé en revue la réalisation des capteurs et des montages de base qui interviennent dans un appareil, nous en arrivons à la conception de l'ensemble de ce dernier.

Le problème est le suivant : étant donné un ensemble de conditions à remplir (cahier des charges), nous devons donner les grandes lignes de la constitution de l'appareil qui doit remplir ces conditions, c'est-à-dire trouver son principe de base, ensuite passer au tracé du « schéma-bloc » de l'appareil, puis détailler chaque rectangle figurant dans ce schéma-bloc, enfin donner les indications nécessaires à la réalisation pratique de l'ensemble.

Les stades de cette réalisation sont aussi importants les uns que les autres : si le principe de base est mal choisi, l'appareil fonctionnera mal ; si le schéma détaillé a été mal établi malgré un schéma-bloc correct il en sera de même, et enfin si l'on n'a pas pris soin de la réalisation pratique en respectant certains principes, la mise au point sera difficile, sinon impossible, et l'on pourra s'attendre à une sécurité de fonctionnement douteuse.

Nous n'exposerons certes pas dans les pages qui suivent « la » méthode de réalisation des appareils électroniques dans leur ensemble ; car, si cette méthode unique et infaillible existait, on pourrait supprimer la profession d'ingénieur électronicien. Notre but est, plus modestement, de donner une série d'indications qui permettront au réalisateur de simplifier un peu son travail.

CHAPITRE XII

La conception théorique de l'appareil

C'est dans ce domaine que l'ingéniosité du réalisateur interviendra au maximum. En effet, le cahier des charges étant bien défini, il existe en général plusieurs méthodes pour en réaliser les conditions, et le choix de ces méthodes est important. D'autre part, il est souvent recommandable de ne pas pécher par excès, autrement dit de ne pas « utiliser une bombe atomique pour tuer une mouche » ainsi que cela se produit fréquemment.

C'est tout particulièrement dans la détermination du schéma-bloc que l'on doit faire preuve d'ingéniosité car, ce schéma étant établi, il est trop tard pour revenir en arrière, à moins de tout reprendre à zéro; par contre, lorsqu'il s'agit de détailler le schéma-bloc, une erreur est moins grave, car elle est réparable par la suite au prix d'une transformation locale.

A. — La détermination du schéma-bloc

Bien que cela puisse sembler un peu simpliste, il est bon, avant de se lancer dans le schéma-bloc d'un appareil d'un type nouveau, de résumer sur un papier toutes les caractéristiques que cet appareil devra posséder. Contrairement à ce que l'on croit, il n'est pas toujours facile de rassembler ces caractéristiques, et, en les résumant, on s'apercevra de celles qui manquent.

Cette énumération de caractéristiques constitue en quelque sorte un répertoire des fonctions de l'appareil. Par exemple, soit à réaliser un appareil permettant de détecter la présence d'un être humain dans un local que l'on désire protéger contre les cambrioleurs; nous résumerons sur un papier ce qui suit (il s'agit ici d'un cas particulier, et non du problème de « l'appareil anti-vol pris dans toute sa généralité ») :

— Appareil détectant la présence d'un être humain dans une pièce;
— La pièce mesure $5 \times 4 \times 3$ m;

— Elle n'est pas éclairée;
— L'appareil ne doit pas être déclenché par le lever du jour;
— La disposition des meubles dans la pièce est invariable;
— Aucun rideau ou analogue n'est susceptible de bouger pendant la période de garde, sous l'influence d'un courant d'air par exemple; Il peut y avoir du bruit dans la pièce pendant la période de garde (ventilateur, bruits provenant de l'extérieur, etc.);
— L'appareil doit détecter un individu entrant dans la pièce, même s'il n'allume pas la lumière ou n'apporte pas de lampe avec lui;
— L'appareil doit donner l'alarme en cas d'interruption du courant ou de tentative de détérioration;
L'appareil doit fonctionner de 18 heures du soir à 8 heures du matin, et du samedi à midi jusqu'au lundi suivant à 8 heures;
L'appareil doit donner l'alarme dans trois endroits différents;
— La tension disponible pour alimenter l'appareil est celle du réseau alternatif, de fréquence comprise entre 49 et 51 Hz, tension ne descendant jamais au-dessous de 96 V et ne montant jamais au-dessus de 132 V;
Les pannes de courant sont exceptionnelles, et le client accepte que l'alarme soit donnée en cas de panne de courant.

Dans le cas du problème ainsi posé, la question la plus importante est celle du choix du capteur. La solution qui consiste à utiliser une cellule photo-électrique détectant de la lumière dans la pièce ne peut être retenue, car l'appareil serait déclenché par le lever du jour et il ne « verrait » pas un individu entrant sans allumer une lumière, quelle qu'en soit la source.

La solution du faisceau lumineux traversant la pièce et qu'un intrus peut occulter est difficile à appliquer, par suite du fait que l'instrument doit fonctionner la nuit et le jour. On ne pourrait l'utiliser qu'en employant des rayons infra-rouges ou ultra-violets et un filtre adéquat, après avoir vérifié que la quantité de radiations invisibles existant dans la lumière du jour (dans le cas d'éclairement maximum) est trop faible pour perturber le fonctionnement du détecteur.

D'autre part, la méthode qui consiste à faire occulter un faisceau lumineux par l'individu à détecter implique que ce faisceau balaie la pièce aussi complètement que possible. Nous sommes alors placé devant le dilemme suivant : utiliser plusieurs sources et plusieurs cellules (ce qui complique l'appareil) ou un seul faisceau, replié en zig-zag par réflexion sur plusieurs miroirs, ce qui diminue beaucoup le flux lumineux atteignant la cellule.

Enfin, la nécessité de rendre l'appareil insensible à « l'aveuglement » par une source de lumière braquée sur la cellule conduit à utiliser une lumière de nature spéciale, modulée par exemple, ce qui complique encore le problème.

L'emploi des cellules photo-électriques est donc à peu près exclu. Celui du microphone l'est aussi, puisqu'il peut y avoir un certain niveau sonore dans la pièce en l'absence d'intrus. Nous nous trouvons donc presque obligé d'imaginer un système nouveau.

Il convient donc de poser clairement le problème :

Nous désirons un moyen de traduire par un signal électrique la présence d'un individu dans une pièce définie, et ceci sans recourir aux sys-

tèmes sensibles à la lumière, ni aux microphones ordinaires. Nous supposons que l'individu à déceler est parfaitement silencieux et qu'il n'a apporté aucune source de lumière.

Quelles sont donc les grandeurs physiques d'un système que la présence de l'être humain en question peut modifier ? Notre intrus a un certain volume, une surface donnée, il rayonne des rayons infra-rouges, il dégage de la vapeur d'eau et du gaz carbonique par sa respiration, il pèse un certain poids et il déplace de l'air quand il marche.

Eliminons tout de suite le rayonnement infra-rouge : le détecteur serait très délicat, et surtout susceptible de signaler tout dérangement de l'appareil de chauffage. Si la pièce en question était à température constante, ajustée par thermostat, on pourrait à la rigueur envisager cette solution, à condition d'admettre de nombreuses fausses alertes.

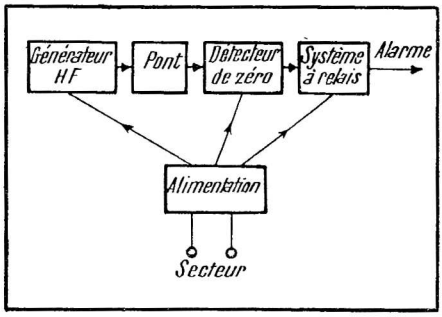


Fig. 127. — Schéma-bloc ultra-simplifié du détecteur d'intrus dans lequel un homme, en s'approchant d'un fil, détruit l'équilibre d'un pont de condensateurs.

Eliminons aussi l'emploi des gaz de la respiration : ils seront dégagés en petite quantité, bien plus faible que celle dégagée par un appareil de chauffage, ou que celle pouvant arriver par la ventilation, en provenance de l'extérieur (une automobile dégage énormément de vapeur d'eau et de gaz carbonique par son tuyau d'échappement). De plus, notre intrus peut porter un masque respiratoire, si l'on veut pousser les difficultés à l'extrême (au prix d'une légère invraisemblance toutefois !).

Le déplacement d'air causé par la marche de l'individu ne serait guère décelable, à moins que la pièce ne soit parfaitement close, sans ventilation. Et encore, même dans ce cas, si l'intrus se déplace avec une extrême lenteur, le déplacement d'air est insignifiant.

Le poids de l'individu ne peut être retenu, car tapisser tout le plancher d'un réseau de fils établissant, par pression, un contact, ne saurait être envisagé.

Nous sommes presque automatiquement amené à songer à l'utilisation de la variation de capacité entre un fil isolé et la terre quand un intrus s'approche du fil, ou à l'altération de la répartition d'un système d'ondes ultra-sonores par la présence de cet être humain [225 - 226]. En effet, ce dernier doit être considéré comme un obstacle immobile (ou presque) et n'ayant pas d'autre propriété que de se trouver sur les lieux. On pourrait aussi envisager, ainsi que cela se produit lorsque la lumière ordinaire n'apporte pas une solution parfaite à un problème, l'utilisation d'un capteur sensible à un rayonnement nucléaire (on placerait dans la pièce une source de rayons β et un tube de Geiger), mais la grande surface à couvrir rend l'utilisation de ce système très délicate.

Une solution possible consistera donc à réaliser un pont de condensateurs, dont un élément sera constitué par la capacité existant entre un fil isolé et la terre.

Le principe de base étant dès lors trouvé, il sera bon de faire éventuellement quelques expériences rapides pour déterminer sa validité et la sensibilité du système. Nous allons donc constituer notre appareil d'un générateur de haute fréquence alimentant le pont, du pont proprement dit avec son système d'équilibrage, d'un détecteur de zéro décelant le déséquilibre du pont, d'un système de relais et d'une alimentation. Le schéma-bloc de l'ensemble peut donc être tracé, et sa première version est représentée sur la figure 127.

Un tel schéma-bloc est encore très insuffisant pour passer au schéma détaillé, car nous n'avons pas tenu compte de plusieurs conditions du cahier des charges : dispositifs de sécurité déclenchant l'alerte lorsque l'on coupe le courant ou que l'on essaie de détériorer l'appareil De plus, il faut se prémunir, dans toute la mesure du possible, contre les dérangements éventuels de l'appareil. Il faut, par exemple, que l'arrêt du fonctionnement de l'oscillateur entraîne le déclenchement de l'alerte. Il est également utile que l'amplitude de la tension haute fréquence fournie par l'oscillateur soit stabilisée pour parer au faiblissement des caractéristiques du tube oscillateur. En outre, nous devons tenir compte des variations possibles de la tension d'alimentation. Un transformateur à fer saturé sera recommandable pour réduire ces variations à un niveau très faible.

Le nouveau schéma-bloc, plus détaillé, est alors celui de la figure 128, sur lequel on voit le système de relais actionné par le détecteur de zéro, par le relais de l'oscillateur (dont le contact se ferme en cas d'arrêt de ce

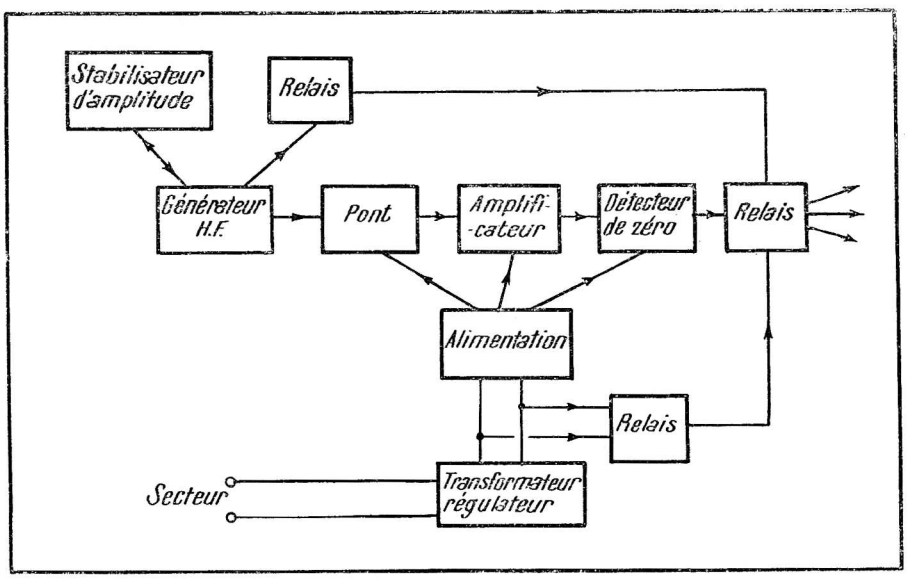


Fig. 128. — Schéma-bloc plus détaillé du même détecteur d'intrus, conçu en tenant compte des systèmes de stabilisation et de sécurité.

dernier) et par le relais de secteur, qui se ferme lui aussi en cas de panne de courant ou de coupure des fils d'alimentation. Les autres conditions du cahier des charges détermineront surtout les détails de passage au schéma de câblage et de réalisation pratique.

Pour faire un schéma-bloc, il faut évidemment savoir exactement ce que l'on peut exiger de chaque montage de base; par exemple, il ne faut pas demander à un univibrateur de fournir un signal parfaitement rectangulaire de 0,1 μs de durée, ni à un oscillateur à circuit accordé de produire une tension alternative dont la fréquence soit de 0,02 Hz. S'il ne s'agit pas d'un appareil de laboratoire, il faut toujours avoir présente à l'esprit la notion de sécurité, et il convient de réduire au minimum le nombre des éléments les plus susceptibles d'occasionner des pannes.

Ainsi, quoique la simplicité du montage soit à rechercher systématiquement, il est assez recommandable d'équiper un dispositif avec des amplificateurs doubles du type reflex quand on désire amplifier deux signaux de fréquence très différente (des filtres adéquats séparant les signaux à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur commun) plutôt que d'utiliser deux amplificateurs distincts. En effet, les pannes proviennent plutôt des tubes que des circuits, et on en réduit les probabilités en réduisant le nombre de tubes, dans la mesure où cette réduction ne force pas ces tubes à travailler dans des conditions plus difficiles à réaliser.

Tout l'appareil dépendra du type de capteur utilisé; aussi est-il important de s'attarder longtemps sur le choix de ce capteur et son adaptation aux conditions de fonctionnement.

Pour le reste du schéma-bloc, il n'y a pas de règles générales, mais on peut donner certaines « recettes » qui facilitent le travail du réalisateur.

1°. — OPERATIONS ECHELONNEES DANS LE TEMPS.

De nombreux appareils doivent accomplir une série d'opérations, échelonnées dans le temps suivant une loi prévue à l'avance. Dans les automates mécaniques, cette succession est commandée par un programme utilisant des cames, des minuteries et des systèmes à retard divers.

Les minuteries équipées de combinateurs et contacteurs divers peuvent être également utilisées en électronique [227 - 228], surtout s'il s'agit de temps longs qui doivent être déterminés avec une grande précision. Si ces temps, toujours longs, ne doivent pas être rigoureusement précis, on peut utiliser les relais à bilames, qui permettent par exemple de retarder l'application de la haute tension à un montage pendant le temps nécessaire au chauffage des filaments.

Dans le cas de l'emploi de pièces aussi peu précises que les bilames, il faut, si l'on veut déclencher plusieurs opérations dans un ordre déterminé, utiliser des retardateurs en cascade et non en parallèle. C'est ainsi que, sur un montage donné, si l'on veut que la tension de polarisation ne soit appliquée que 30 secondes après que les filaments aient été mis sous tension, et que la haute tension ne soit appliquée que 20 secondes après la polarisation, il serait tout à fait contre-indiqué d'exciter par la tension de chauffage deux relais à bilame, un de 30 secondes de retard pour commander la polarisation et un de 50 secondes de retard pour déclencher la

haute tension. Il faudrait, au contraire, utiliser un premier relais à bilame actionné par la tension de chauffage et ayant un retard de 30 secondes pour déclencher la polarisation, et un second, ayant un retard de 20 secondes, excité par la tension de polarisation (plus exactement par la tension d'alimentation de la source de polarisation) et déclenchant la mise en route de la haute tension.

Si les durées des intervalles séparant les différentes opérations de l'appareil sont courtes, moins de quelques secondes, on peut utiliser des « temporisateurs » électroniques divers [229 - 230 - 231] ou faire un emploi intensif des univibrateurs. On sait en effet que ces montages permettent de retarder une impulsion d'une durée déterminée [232]. Selon le montage, on peut facilement faire varier ce retard de plusieurs secondes à une microseconde. On peut donc placer dans l'appareil une chaîne d'univibrateurs retardateurs qui permettront d'échelonner les opérations. Sans aucune précaution particulière on peut arriver à réaliser des univibrateurs dont la période reste constante à 10 % près. Si l'on utilise une diode pour fixer le potentiel de la grille du tube qui débite en permanence, on arrive à stabiliser la période à mieux que 1 % près, et l'on peut obtenir une constance supérieure [233].

On utilise en particulier les retardateurs quand on désire obtenir un signal qui en précède un autre. Il ne s'agit pas d'un paradoxe. Supposons en effet que nous disposions d'une source d'impulsions A qui nous donne des tops régulièrement espacés avec lesquels nous déclenchons un certain phénomène; nous désirons examiner ce phénomène au moyen d'un oscilloscope, mais ce dernier doit être déclenché un peu avant le phénomène en question pour permettre d'en examiner le début. Nous utiliserons un univibrateur, déclenché par les impulsions A et qui, en les retardant de quelques microsecondes, nous donne des impulsions retardées B. Ce sont ces impulsions que nous utiliserons pour déclencher le phénomène que nous voulons étudier; par rapport aux impulsions B, les impulsions A sont « en avance » et elles pourront déclencher efficacement notre oscilloscope, qui montrera ainsi la totalité du phénomène.

C'est ainsi que, dans un radar, on dispose d'une base de temps dont les impulsions commandent le déroulement de tous les phénomènes : déclenchement de l'émission, de la variation de gain du récepteur, des dispositifs de télémétrie, des balayages des indicateurs, des échelles kilométriques, etc... Nous pourrons, dans ce cas, utiliser avantageusement un ensemble d'univibrateurs retardant plus ou moins les impulsions de la base de temps pour déclencher les différentes fonctions du radar. Les impulsions sortant directement de la base de temps, en avance sur toutes les autres, permettront de synchroniser le balayage déclenché d'un oscilloscope qui rendra possible l'étude de tous les signaux du radar, y compris la forme de leurs fronts avant.

2°. — ANALOGIE MECANIQUE.

Il y a des cas dans lesquels un montage électronique doit remplir des fonctions analogues à celles que remplit un système mécanique, à vitesse beaucoup plus basse. Le système mécanique produit, transforme ou utilise

des mouvements, tandis que le système électronique produit, transforme ou utilise des variations de tension.

Il est alors quelquefois possible de calquer la constitution du système électronique sur celle du système mécanique. C'est ainsi que l'on peut dire en quelque sorte qu'un potentiomètre est l'équivalent électrique d'une « coulisse de STEPHENSON », dispositif utilisé dans les machines à vapeur pour

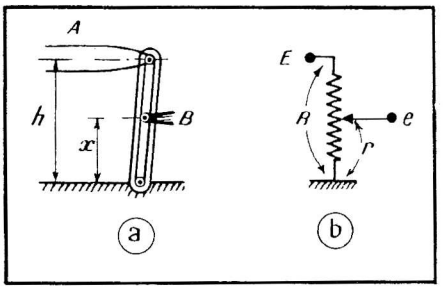


Fig. 129. — Une coulisse de **Stephenson** (**a**) réduisant dans le rapport **x/h** l'amplitude du mouvement de la bielle **A** est l'analogue mécanique d'un potentiomètre **b** réduisant la tension **E** dans un rapport **r/R**.

réduire l'amplitude du mouvement du tiroir de distribution. En effet, si nous regardons la figure 129 *a*, nous voyons que le mouvement de la bielle A est appliqué à la bielle B après réduction dans le rapport x/h, exactement comme, dans la figure 129 *b*, le signal E est réduit sur le curseur du potentiomètre dans le rapport r/R.

On peut établir ainsi une sorte de table de correspondance entre les éléments électriques ou électroniques et les systèmes mécaniques. Voici un fragment d'une telle table :

MECANIQUE	ELECTRICITE OU ELECTRONIQUE
Position	Potentiel
Vitesse	Variation de potentiel
Bielle	Conducteur
Ressort	Condensateur
Inertie	Self-induction
Pendule	Circuit oscillant
Train de pignons	Amplificateur ou atténuateur
Système « fin de course »	Trigger de Schmitt
Totalisateur	Intégrateur
Embrayage	Gate
Roue à rochet et cliquet	Diode
Minuterie	Univibrateur
Dashpot	Amortissement
Boîte de vitesse	Transformateur d'adaptation
Choc	Impulsion

Pour montrer comment cette analogie permet de concevoir un schéma-bloc, nous donnerons l'exemple suivant :

Soit à réaliser un dispositif électronique indiquant la valeur moyenne d'un courant, cette moyenne étant prise régulièrement sur des intervalles de quelques secondes, et le résultat restant affiché pendant l'intervalle de temps suivant. Nous allons nous inspirer du compteur de vitesse mécani-

que appelé « compteur Jaeger », ou d'un système assez analogue dont le principe est le suivant :

Une roue *A* (fig. 130) dont on veut mesurer la vitesse moyenne de rotation, pendant une seconde par exemple, est embrayée pendant ce temps sur une autre roue *B*, normalement ramenée par un ressort spiral S_1 à une position dite position de repos, déterminée par l'appui de la dent *D* solidaire de la roue *B* sur la butée *E* fixe.

Au bout de ce temps, la roue *B* est débrayée de la roue *A*, et revient presque immédiatement à la position de repos. La position qu'elle occupait

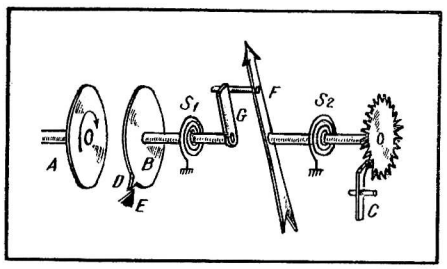


Fig. 130. — Système tachymétrique **Jaeger** (approximatif).

avant d'être débrayée est écartée de la position de repos d'un angle proportionnel à la vitesse moyenne de la roue *A* pendant la seconde qui vient de s'écouler.

Par le bras *G*, la roue *B* a entraîné l'aiguille *F*, maintenue au contact de *G* par le ressort spiral S_2. Une fois que *B* est débrayée et revient en arrière, l'aiguille *F* ne peut en faire autant en raison de la présence du cliquet *C*. L'aiguille *F* reste donc à une position qui correspond à la position extrême de la roue *B*. Dès que celle-ci est revenue à la position de repos (ce qui ne prend qu'une faible fraction de seconde), elle est de nouveau embrayée avec la roue *A* pendant une seconde.

Si la vitesse moyenne de *A* a légèrement augmenté depuis la seconde précédente, la position extrême de la roue *B* sera plus éloignée de la position de repos que la fois précédente, et, un peu avant le moment où *B* doit être débrayée, le bras *G* entraînera l'aiguille *F* un peu plus loin, lui fera marquer la nouvelle valeur, et cette indication se maintiendra jusqu'à la seconde suivante. On voit que, si la vitesse croît, le système est parfait. Par contre, si la vitesse moyenne de *A* avait été plus faible pendant la deuxième seconde que pendant la première, la position de l'aiguille *F* n'aurait pas changé et elle aurait continué à indiquer la valeur précédente, trop élevée.

On tourne la dfficulté de la façon suivante : le système mécanique qui commande le débrayage de la roue *B* commande, une très faible fraction de seconde avant ce débrayage, la libération du cliquet *C*. Ainsi, l'aiguille *F* revient en arrière si elle n'est pas à ce moment en contact avec le bras *G*, puis le bras *G* la pousse encore en avant pendant une très petite fraction de seconde, avant qu'il revienne en arrière, au moment du débrayage de *B*.

Si la vitesse moyenne de *A* pendant la deuxième seconde est supérieure à celle de la première seconde, le bras *G* est déjà en contact avec l'aiguille *F* au moment où le cliquet *C* est libéré, et cette libération est sans effet. Si la vitesse de la deuxième seconde est égale à celle de la première, l'aiguille *F*

effectue un très rapide mouvement de retour en arrière, de petite amplitude, puis reprend sa position primitive. Au bout de chaque seconde, l'aiguille *F* indique donc bien la vitesse moyenne pendant la seconde écoulée.

Prenons l'analogue électronique de ce système pour mesurer le courant moyen dont nous avons parlé plus haut. Si nous concevons ce dispositif de sorte que ce courant charge un condensateur C_1 (fig.131), la tension aux bornes de ce condensateur croît en une seconde d'un nombre de volts proportionnel au courant moyen pendant cette seconde. Le système de décharge D_1 placé en parallèle sur ce condensateur va le décharger entièrement chaque seconde; la différence de potentiel aux bornes de C_1, à chaque seconde, juste avant la décharge, sera donc proportionnelle à la valeur moyenne du courant pendant la seconde écoulée (la tension aux bornes de C_1 est l'analogue de la position de la roue *B*).

Le condensateur C_2, de capacité très inférieure à celle de C_1, garde entre ses armatures une tension égale à la tension de crête de charge de C_1 grâce à la diode G, et le voltmètre électronique V permet de mesurer cette tension.

La tension aux bornes de C_2 est l'analogue de la position de l'aiguille *F*, la diode jouant le rôle de cliquet.

Si nous voulons que le voltmètre V donne une indication correcte dans le cas où le courant moyen à mesurer est inférieur pendant une seconde à ce qu'il était pendant la seconde précédente, il faut procéder comme

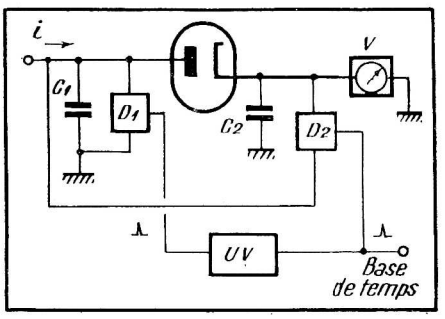


Fig. 131. — Dispositif électronique dérivé du système **Jaeger** par emploi systématique de « l'analogie mécanique ».

pour le système de la figure 130, à savoir « lever le cliquet » très peu de temps avant la décharge de C_1. C'est ce que nous allons faire au moyen du système de décharge D_2, normalement bloqué, qui shunte la diode G, et que l'on devra débloquer très peu de temps avant la décharge de C_1.

Comme nous l'avons dit plus haut, pour disposer d'un signal en avance sur un autre, on retarde ce dernier. C'est le rôle de l'univibrateur UV qui retarde légèrement les impulsions de la base de temps avant de les appliquer au système à décharge D_1, tandis que ces impulsions sont appliquées directement, sans être retardées, au système à décharge D_2 qui se trouve, de ce fait, actionné chaque seconde un tout petit peu avant D_1. Comme on le voit, le fonctionnement du système électronique est calqué trait pour trait sur celui de son analogue mécanique.

3°. — L'ETABLISSEMENT D'UNE CARTE DES SIGNAUX.

Dans tous les cas où le fonctionnement de l'appareil doit être périodique, il est indiqué d'établir une « carte » des signaux à obtenir, dans le but de déterminer le type de circuits susceptibles de fournir ces signaux. Il faut dans ce cas tenir compte de la variation éventuelle de forme des signaux désirés et envisager tous les cas possibles.

Soit, par exemple, une installation destinée à sélectionner des objets qui défilent devant une cellule photo-électrique : nous voulons que, lorsque les objets ont la longueur voulue, le système fournisse une impulsion sur la voie « bon », et que, si la longueur de l'objet est incorrecte, le système envoie son impulsion sur la voie « mauvais ». Nous devrons envisager les signaux fournis par la cellule dans le cas des objets corrects, et ceux que provoquerait le passage d'un objet incorrect.

Il faudra en outre, dans l'exemple ci-dessus, que le fonctionnement du système électronique de sélection « bon-mauvais » soit suffisamment rapide pour que cette sélection soit terminée avant que l'objet suivant se présente. On tracera donc sur un grand graphique les signaux correspondant à une succession d'objets, en envisageant tous les cas possibles (un objet correct suivi d'un autre correct, ou d'un incorrect, etc...), et on désignera par des zone hachurées horizontales les périodes pendant lesquelles les impulsions de sélection peuvent et doivent être produites.

Tout cela peut sembler enfantin dans le cas d'un dispositif aussi simple que celui pris comme exemple, mais l'utilité de la « carte des signaux » apparaît clairement dans le cas d'appareils plus compliqués. Ce sera le cas, par exemple, du système apte à répondre à une « interrogation » posée suivant un code déterminé, ce code étant constitué par une série d'impulsions. L'arrivée de la première impulsion déclenchera par exemple une série d'univibrateurs de périodes différentes, dont les impulsions retardées ouvriront une série de « gates » laissant passer des impulsions à des moments déterminés par rapport à l'instant d'arrivée de la première. Si des impulsions sont présentes à la sortie de tous les « gates », un système totalisateur déclenchera la réponse.

Il faut envisager les différentes interrogations effectuées suivant des codes différents du code prévu, et s'imposer la réalisation d'un ensemble qui ne réponde pas à ces interrogations. Un tel problème se rencontre dans la réalisation des appareils « I.F.F. » (identification Friend or Foe) qui doivent répondre aux impulsions codées du radar suivant un code spécial et ne doivent pas répondre aux interrogations d'un autre radar ne possédant pas le code d'impulsion prédéterminé.

Un exemple encore plus compliqué est celui de la traductrice électronique, qui doit, à partir d'un mot écrit en une langue sur un clavier, fournir le mot correspondant d'une autre langue sous forme imprimée. Par exemple, si l'on frappe sur le clavier « anglais » le mot « key », la traductrice doit faire imprimer le mot « clef ». Pour cela, nous supposerons que la frappe de chaque lettre du mot anglais fournit une orientation d'un signal, le *k* orientant ce signal vers une des 25 voies correspondant aux lettres de l'alphabet; le *e* vient orienter le signal vers une des 25 voies fractionnaires correspondant à tous les mots qui commencent par *k*... et ainsi de suite.

La « carte des signaux » est alors indispensable pour examiner la façon dont agira la machine, tant lors de son travail analytique d'identification du mot anglais par les lettres que lors de la synthèse du mot français correspondant. Pour être efficace, cette carte de signaux devra être tracée avec le plus grand soin, en tenant compte des durées vraies des signaux, autrement dit, en conservant une échelle invariable des abcisses, un millimètre représentant toujours le même nombre de microsecondes ou de millisecondes. La forme des signaux connus devra également être respectée, ainsi que leur polarité.

Le schéma-bloc étant déterminé, il convient de tracer sur la carte des signaux ceux des montages utilisés dans le schéma-bloc; on pourra ainsi prévoir des défauts de fonctionnement qui nécessitent une modification du montage général. On verra par exemple qu'un « gate » est ouvert à un moment où il peut recevoir à son entrée un signal qu'il ne doit pas laisser passer; il faudra alors faire en sorte que ce « gate » (ou un autre en cascade avec lui) soit bloqué à ce moment pour éviter la perturbation du fonctionnement qui pourrait résulter du passage de l'impulsion indésirable.

Nous citerons enfin deux types de raisonnement utilisés pour la recherche systématique de la constitution des montages d'ensemble : l'étude des diagrammes de passage et l'algèbre logique.

L'étude des diagrammes de passage utilise une représentation schématique des différentes transformations que subit un signal lors de son passage dans un réseau comportant des nœuds divers et permet de prévoir dans quelle mesure les boucles de réaction, les couplages multiples et autres influenceront le comportement général de l'ensemble. C'est une technique très complexe, relevant de la topologie; elle est surtout utile dans le cas de l'étude de réseaux comportant des boucles de réaction, principalement dans les servomécanismes. Pour son étude détaillée, nous renverrons nos lecteurs aux publications spécialisées [234].

L'algèbre logique (n'allez pas conclure que celle que vous connaissez est illogique !) est particulièrement utile pour l'établissement des réseaux comportant des relais ou des montages « tout ou rien » (Eccles-Jordan et systèmes de comptage). Elle consiste à représenter les deux états possibles d'un système bistable par une lettre et la même affectée d'un « prime ».

Par exemple, le relais appelé « X » ouvert sera représenté par x, ce même relais fermé sera représenté par x'. Les combinaisons de plusieurs relais ou systèmes bistables sont représentées par des produits ou des sommes.

Le produit, au sens logique, signifie que deux configurations ont lieu simultanément, il correspond à ce que l'on appelle les montages « et » (types de montages qui ne donnent un signal à la sortie que si des signaux sont appliqués à l'entrée n° 1 *et* à l'entrée n° 2 par exemple).

La somme, au sens logique, signifie que l'une de deux configurations possibles a lieu, elle correspond au circuit « ou » (type de montage dans lequel on recueille un signal à la sortie si un signal est appliqué à l'entrée n° 1 *ou* à l'entrée n° 2).

Ce mode de représentation permet des raisonnements très élégants et rapides, et il oriente très sûrement vers la découverte des ensembles de systèmes bistables répondant à des conditions données. Il nécessite cepen-

dant que l'on se familiarise avec les notations de l'algèbre logique, qui est quelquefois un peu déroutante [235].

Nous n'avons pu donner que des indications générales sur la détermination du schéma-bloc. Il faut surtout éviter de se hâter lors de cette détermination, car c'est d'elle que dépendra toute la valeur de l'instrument, et il est recommandé d'envisager toutes les solutions possibles pour faire ensuite un choix entre ces solutions et retenir la meilleure. Il serait même bon de faire quelques expériences partielles au cours de cette détermination, car un schéma-bloc n'est pas un dessin purement abstrait : il doit devenir un schéma de câblage et, à ce titre, il doit tenir compte de la possibilité de réalisation matérielle des éléments qui le composent [236].

B. — Le passage au schéma détaillé

Notre schéma-bloc étant arrêté, il s'agit maintenant de passer au schéma détaillé, celui qui sera fourni au câbleur pour la réalisation matérielle de l'appareil.

Dans ce domaine, il y a des règles plus précises que pour l'établissement du schéma-bloc. En effet, nous avons montré comment on déterminait les performances d'un montage de base en fonction des valeurs des éléments qui le composent. Il faudra donc extraire de chaque rectangle du schéma-bloc les caractéristiques que devra posséder le montage représenté par ce rectangle. On s'aperçoit alors quelquefois que ce rectangle ne peut pas être remplacé par un montage de base isolé, mais qu'il nécessite l'utilisation de plusieurs montages de base séparés.

Si, par exemple, on désire l'élément suivant : Eccles-Jordan ayant un temps de transition inférieur à 2 µs déclenché par le front avant d'un signal d'une amplitude de 2 V dont le temps de montée est de 3 µs, on voit qu'il est irréalisable, le signal de déclenchement étant de trop petite amplitude. Il faudra donc remplacer le rectangle intitulé « Eccles-Jordan » par l'ensemble suivant : amplificateur + trigger de Schmitt + Eccles-Jordan.

L'amplificateur ne comportera qu'un seul étage, puisque le signal d'entrée a une amplitude de 2 V qui serait, en principe, suffisante pour actionner le trigger de Schmitt directement. Mais, si l'on n'utilisait pas d'amplificateur, la sécurité de fonctionnement serait tout à fait précaire, car il faudrait un trigger de Schmitt dont les seuils soient très proches, ce qui s'accompagne en général d'un basculement moins brusque et d'une stabilité dans le temps douteuse. Par contre, en multipliant l'amplitude du signal par 10, ce que n'importe quel tube amplificateur fera allègrement, il n'y a plus de problème. Après le trigger de Schmitt, il n'y a pas besoin d'amplificateur pour déclencher l'Eccles-Jordan : ce dernier est d'un type assez courant puisqu'on demande un temps de transition inférieur à 2 µs.

Chaque élément se calcule séparément suivant les règles que nous avons indiquées plus haut. Souvent, ce calcul doit être fait par approximations successives, car il est souvent difficile, sinon presque impossible, de déterminer les valeurs des éléments d'un montage à partir des performances à obtenir; tandis qu'il est plus facile de calculer ces performances en fonction des valeurs des éléments.

Il y a une opération préliminaire à effectuer avant le passage du schéma-bloc global au schéma de câblage détaillé-: la détermination du schéma-bloc détaillé par tubes. En effet, dans le premier schéma-bloc, on voit par exemple un rectangle repéré par le mot « amplificateur » : il faut commencer par déterminer les tubes que nous allons utiliser pour réaliser pratiquement cet amplificateur.

Dans ce cas, comme nous l'avons indiqué plus haut, on commence par préciser le cahier des charges de l'amplificateur en question, c'est-à-dire essentiellement son gain, sa bande passante et sa tension de sortie, ainsi que d'autres caractéristiques qui peuvent être importantes, comme son facteur de distorsion, la stabilité de son gain dans le temps, etc...

Les conditions technologiques du cahier des charges (invariabilité du gain en fonction de l'âge du tube, durée de vie de l'amplificateur, conditions de fonctionnement spéciales) limitent en général le choix des tubes à une certaine catégorie [125 - 158].

Ensuite, les conditions de bande passante et de tension de sortie déterminent le tube final, ainsi que le gain de celui-ci à partir duquel on détermine le nombre d'étages qui doivent précéder le tube de sortie. Tous ces choix étant faits, on en arrive à remplacer le rectangle « amplificateur » par le détail suivant, par exemple : tube 6AU6 en penthode, gain 25, attaquant une autre 6AU6 en penthode de gain 25 également, tube final EL 84 en penthode de gain 15, couplages par résistances.

Le nouveau schéma, intermédiaire entre le bloc et le diagramme détaillé, sera alors tracé sur une feuille de papier en reproduisant sur cette feuille le maximum d'indications (forme des signaux en différents points avec les valeurs caractéristiques de ces signaux, tensions d'alimentations, etc...) et l'on pourra passer au schéma de câblage détaillé, sur lequel figureront les résistances et condensateurs dont il reste encore à calculer quelques valeurs pour que le schéma soit utilisable.

Dans ce schéma définitif, certains éléments peuvent être d'une nature assez peu électronique. Pour éviter les confusions possibles, il sera préférable de ne pas mélanger sur une même feuille la représentation schématique des circuits et tubes avec un dessin ou croquis de ces éléments; on les représentera donc avec des symboles simples, quitte à faire figurer sur une feuille séparée les détails de réalisation de ces éléments.

C'est ainsi que, dans une machine arithmétique à calculer, on utilise souvent une « mémoire magnétique » formée d'un réseau de tores de ferrite à cycle d'hystérésis rectangulaire. Les informations y sont stockées sous forme de magnétisation positive ou négative des tores, et plusieurs réseaux de fils passant dans les tores (à raison de trois par tore en général) servent à inscrire les données, à envoyer un courant dit « d'interrogation » et recueillir les éventuelles tensions induites. Comme il serait contre-indiqué de faire figurer sur un schéma électrique la totalité des réseaux de fils de cette mémoire, on se contente de numéroter les entrées et sorties de fils suivant un certain code, qu'un dessin annexé explicite.

Un appareil électronique est souvent complexe, c'est-à-dire qu'il renferme une grande quantité d'ensembles individuellement simples, mais dont l'accumulation conduit à un tout difficile à examiner dans son intégralité. Il ne faut pas craindre, dans le cas d'un appareil compliqué, d'uti-

liser plusieurs schémas partiels qui aideront énormément à comprendre le fonctionnement de l'ensemble.

Il pourra être utile, pour ceux qui utilisent l'appareil, de tracer un schéma récapitulatif, sur lequel l'ensemble figure. Mais il y a des appareils pour lesquels il est presque impossible de le faire : à partir du moment où le nombre de tubes dépasse la centaine, un schéma total devient immense ou terriblement serré.

Pendant qu'il trace le schéma de câblage définitif, le réalisateur devra toujours penser qu'il s'agit d'un appareil destiné à être effectivement réalisé, et non d'un dispositif théorique devant rester « sur le papier ». Autrement dit, il faudra toujours tenir compte des nécessités technologiques. Par exemple, si l'on doit, à un emplacement donné, utiliser une résistance sous une tension dépassant 300 V, il faudra prévoir la mise en série d'un nombre suffisant de résistances pour que chacune d'entre elles ne supporte qu'une tension inférieure au maximum admissible, indépendamment des conditions de dissipation qui peuvent également nécessiter un fractionnement des résistances.

D'autre part, il est bon d'imaginer un peu, dès le tracé du schéma, la disposition réelle de l'appareil, de sorte que la répartition des tubes sur le schéma puisse ressembler à celle que l'on se propose de réaliser sur le châssis [237].

Cette disposition est dictée par plusieurs considérations. D'abord il faut tenir compte de la place disponible, fonction du châssis prévu et du type de tubes adopté; ensuite, il faut éviter les « voisinages dangereux », c'est-à-dire ne pas placer près d'un montage « susceptible » un oscillateur de forte puissance capable de perturber le montage en question.

Il est également utile de signaler sur le schéma par des symboles répétés sur le bas de la page les connexions qui doivent être éloignées de la masse ou d'autres connexions. On évitera ainsi les couplages parasites et les risques de claquages d'isolant toujours possibles dès que l'on manipule des tensions atteignant ou dépassant le kilovolt. On pourra, par exemple, doubler d'un trait fin les connexions véhiculant du courant sous une tension de 1000 à 3000 V, doubler d'un trait plus gros celles où la tension est comprise entre 3000 et 10 000 V, etc...

Par exemple, pour un montage comportant un tube cathodique de mesure, si l'on a pris la précaution de signaler ainsi les connexions sous haute tension, on s'apercevra éventuellement que le potentiomètre servant à régler la luminosité du spot se trouve à un potentiel compris entre 2000 V et 1900 V par rapport au châssis. Il faudra donc l'isoler et le commander par un manchon isolant, précaution oubliée par beaucoup de constructeurs et en l'absence de laquelle la sécurité est très aléatoire.

Il y a enfin deux points importants sur lesquels on doit porter toute son attention dès le tracé du schéma : les commandes et les contrôles.

Un appareil électronique doit comporter des commandes, ne serait-ce que l'interrupteur de mise en route. Pour un appareil de laboratoire, on peut multiplier les commandes; par contre, pour un appareil industriel, il faut en utiliser un minimum. Il serait par exemple tout à fait contre-indiqué, pour un récepteur de télévision, de placer sur le panneau avant des commandes de fréquence lignes, de fréquence images, d'amplitude lignes et images, de taux de synchronisation et de linéarité de balayage.

Il y a deux espèces de commandes sur un appareil : celles d'exploitation et celles de maintenance.

Les commandes d'exploitation sont celles qui servent au cours de l'emploi normal de l'appareil, la commutation de gammes sur un tachymètre électronique par exemple. Si l'on a en vue la réalisation d'un appareil industriel, ou d'un dispositif manipulé par une personne autre que son réalisateur, il faut faire la chasse aux commandes superflues, en se demandant, à la fin du projet si telle commande ne peut pas être supprimée, quitte à modifier un peu le schéma pour la rendre inutile. La réponse est positive plus souvent qu'on ne le croit.

C'est ainsi que, toujours dans l'exemple d'un récepteur de télévision, les constructeurs se sont aperçus que, dans la plupart des cas, les utilisateurs étaient incapables de régler correctement les deux commandes de luminosité et de contraste et qu'ils utilisaient ces deux boutons pour régler leur téléviseur sans la moindre méthode. Il semblait difficile de supprimer l'un de ces réglages; mais cela devient possible si l'on munit le téléviseur d'une restitution de teinte moyenne, grâce à laquelle la luminosité est automatiquement réglée quand le contraste est à la valeur convenable.

Par contre, pour un appareil de laboratoire, on peut utiliser de nombreuses commandes qui en rendent l'emploi plus souple. Dans un oscilloscope, par exemple, on rencontre toujours le réglage de la fréquence de balayage effectué par deux commandes : un commutateur de gammes et un vernier. Or, il serait souvent nécessaire de faire varier la fréquence de balayage plus progressivement que ne le permet la rotation du potentiomètre de vernier. On améliorera nettement la facilité d'emploi de l'oscilloscope en le munissant d'un troisième réglage, le « vernier fin », qui fera varier la fréquence de balayage de $\pm$ 3 % pour toute la rotation du potentiomètre.

Le problème des commandes de maintenance est tout différent : il s'agit des réglages que l'on a lieu de retoucher à intervalles réguliers pour maintenir les qualités de l'appareil.

Les commandes de fréquence ligne et image, de taux de synchronisation d'un téléviseur, dont nous parlions plus haut, se rattachent à cette catégorie. De telles commandes doivent être effectuées au moyen d'éléments *ajustables*, groupés en un endroit différent de celui où se trouvent les commandes d'exploitation. Il est souhaitable que ces commandes puissent être blocables et repérables. Il existe, par exemple, des potentiomètres ajustables dont l'axe coupé court comporte une fente permettant de le faire tourner avec un tournevis, tandis qu'un écrou serrant sur trois mâchoires coniques permet de bloquer le potentiomètre, après que le réglage a été effectué, sans le faire tourner si peu que ce soit pendant le blocage.

Un tel potentiomètre étant déjà fort utile, on en doublera l'utilité en le munissant d'un petit cadran rudimentaire, solidaire de l'axe, se déplaçant devant un repère fixé sur le châssis. En effet, on pourra, une fois les réglages effectués, repérer la position du potentiomètre et la noter sur une fiche, ce qui permettra de retrouver l'ajustage initial si le besoin s'en fait sentir.

Dans l'établissement des commandes de maintenance, il faudra les prévoir d'une efficacité suffisante, mais non surabondante. Autrement dit, il faudra que la rotation d'un bout à l'autre du potentiomètre choisi comme

exemple soit capable de compenser la variation éventuelle maximum des caractéristiques de l'appareil, mais pas davantage.

Soit, par exemple, l'alimentation stabilisée d'un appareil, qui doit être réglée sur 250 V. Pour prévoir une dérive du tube étalon, ou les variations d'un tube à l'autre en cas de changement d'étalon, nous prévoirons un ajustage de tension. Réaliser cet ajustage par un potentiomètre qui, lorsqu'on le tourne, fait varier la tension stabilisée de 150 à 300 V serait désastreux. Il faudra que la rotation du potentiomètre ne fasse varier la tension que de 230 à 270 V; en effet, cela suffit pour compenser les écarts de tension entre les différents tubes de référence, ou les dérives possibles de cette tension.

L'ensemble des commandes de maintenance doit être placé à l'abri des manœuvres accidentelles, recouvert par un capot vissé pour réduire l'envie qu'a toujours l'utilisateur de parfaire les réglages, au grand dam de l'appareil dans la majorité des cas !

Passons enfin à la question des contrôles. Il peut être très utile de savoir ce qui se passe dans un appareil, et un ensemble d'instruments de mesure bien visibles et contrôlant des grandeurs judicieusement choisies peut améliorer énormément la qualité de l'engin. Aucune pièce de l'appareil n'étant infaillible, il faut prévoir les pannes possibles, en tenant compte des probabilités; par exemple, il vaut mieux utiliser un appareil de mesure dont l'indication est affectée par la défaillance d'un redresseur sec que par l'altération d'une résistance bobinée, celle-là ayant beaucoup moins de chances de s'abimer que celui-ci.

Pour éviter de multiplier les appareils de mesure, on peut utilement prévoir une commutation qui branche un appareil successivement en différents points du montage. Il convient alors de prendre certaines précautions. En effet, à de rares exceptions près, l'appareil à aiguille sur lequel on lit un chiffre est un galvanomètre à cadre mobile, c'est-à-dire un instrument qui permet de lire le *courant* qui le traverse. Il dépend de l'utilisateur de brancher ce galvanomètre de sorte que le courant lu soit lié à la caractéristique que l'on veut mesurer (tension, fréquence, résistance, etc.). Au cours de la commutation de l'appareil, on aura donc à faire fonctionner celui-ci de plusieurs façons différentes.

Nous envisagerons donc les mesures de courant et les mesures de tensions. Les secondes posent moins de problèmes, car il suffit de brancher un voltmètre (galvanomètre en série avec une résistance adéquate) entre la masse et le point du circuit que l'on veut contrôler, ou entre deux points. Par contre, les mesures d'intensité sont plus délicates, car elles supposent que l'on coupe le circuit dans lequel passe le courant à mesurer pour y insérer le galvanomètre, et il faut évidemment que cette coupure soit court-circuitée quand on passera à la mesure d'un autre courant.

On peut évidemment utiliser un commutateur à plusieurs galettes qui court-circuite les coupures non utilisées, mais cela représente une complication et des risques de mauvais contact. Il est en général préférable de laisser des shunts dans les circuits où l'on désire mesurer le courant, comme l'indique la figure 132. Les shunts S_1, S_2 et S_3, restent en permanence sur les circuits parcourus par les courants i_1, i_2 et i_3 à mesurer, et le commutateur double K_1 K_2 branche successivement M en parallèle avec ces trois shunts.

La présence des shunts en série dans les circuits n'apporte en général pas de perturbations sensibles au fonctionnement de l'appareil électronique, car les résistances de ces shunts sont faibles. De toutes façons, quelle qu'ait été la méthode de mesure des courants en question, il aurait fallu introduire un appareil de mesure en série dans le circuit où ils passent, et la chute de tension dans l'appareil aurait été la même.

Une difficulté se présente s'il s'agit de mesurer un courant très faible, de l'ordre de celui qui provoque la déviation totale de l'appareil à cadre M; en réalité ce n'est là qu'une difficulté apparente, il suffit de choisir pour le

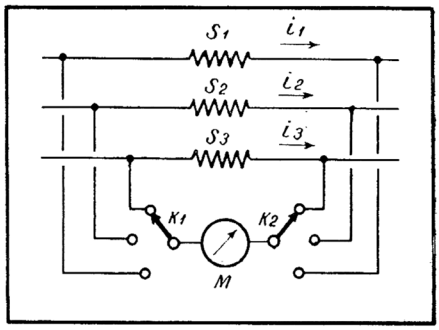


Fig. 132. — Commutation d'un galvanomètre M pour la mesure de différentes intensités.

shunt correspondant une valeur nettement plus élevée que celle de la résistance interne de l'appareil à cadre, et la presque totalité du courant passera dans ce dernier. On considère en général que l'on shunte un appareil pour en diminuer fortement la sensibilité, et cela parce que l'on est habitué à parler de « shunt au 1/10 ou au 1/100 »; mais il ne faut pas oublier que, si l'on shunte un appareil à cadre de résistance r par une résistance $n\ r$, on ne diminue sa sensibilité que dans le rapport $(n\text{-}1)/n$.

Evidemment, cette méthode présente l'inconvénient de produire dans le circuit où l'on veut mesurer l'intensité faible en question une chute de tension qui devient $n + 1$ fois plus forte au moment où l'appareil de mesure n'est plus connecté aux bornes du shunt. Mais il existe heureusement des appareils de mesure qui dévient pour un courant faible, provoquant aux bornes de l'appareil une chute de tension très restreinte (1/10 de volt ou moins n'a rien d'exceptionnel) et cet inconvénient est peu grave.

Supposons, par exemple, que nous désirions mesurer au moyen du montage de la figure 132 les courants continus suivants : $i_1 = 70$ mA, $i_2 = 45$ µA, $i_3 = 12$ A. Nous utiliserons un appareil M permettant de mesurer le plus petit de ces courants, et serons donc conduit à utiliser un galvanomètre de 50 µA de déviation totale. On en trouve dont la résistance ohmique est de l'ordre de 2000 Ω. Supposons que celui dont nous disposons ait une résistance de 2350 Ω (cas d'un appareil que nous avons sous les yeux en écrivant ces lignes et qui n'a rien de révolutionnaire).

Pour mesurer un courant de 70 mA, nous ferons en sorte que sa sensibilité, une fois réduite, soit telle qu'il dévie à fond pour un courant de 100 mA, soit 2000 fois plus que sans shunt. Le shunt sera au 1/2000, c'est-à-dire qu'il devra avoir une résistance égale à 1/1999 de la résistance interne de l'appareil, soit ici $S_1 = 1{,}175$ Ω. La chute de tension dans ce shunt

sera pratiquement la même si notre microampéremètre est branché à ses bornes ou non : elle sera de : $1{,}175 \times 0{,}070 = 0{,}082$ V.

Passons à la mesure du courant de 45 µA. La première idée qui vient à l'esprit est d'utiliser le microampéremètre de 50 µA sans le shunter; mais le shunt est obligatoire pour éviter de couper le circuit où passent les 45 µA quand le microampéremètre est utilisé pour la mesure d'une autre intensité. Tout dépend de la chute de tension maximum que nous pouvons tolérer dans le shunt S_2 quand le microampéremètre n'est pas branché aux bornes de ce shunt. Si un volt ne nous gêne pas, nous prendrons un shunt S_2 de l'ordre de 21 kΩ, et M sera parcouru par les 9/10 du courant i_2 quand on le branchera aux bornes de S_2. Si l'on ne peut tolérer que 0,5 V de chute de tension, il faudra se limiter à un shunt S_2 de l'ordre de 9700 Ω, et le courant qui traversera M sera les 80 % de i_2. Evidemment, M sera gradué en conséquence et on ne conservera pas le cadran primitif du microampéremètre.

Pour la mesure de i_3, il n'y a aucune difficulté : il faut un shunt au 1/400 000 qui confère à l'appareil une sensibilité de 20 A pour la déviation totale.

Comme le cadran de l'appareil doit comporter plusieurs graduations, il est bon de faire en sorte que les différentes mesures ne correspondent pas à des sensibilités trop variées (ce terme s'entend en négligeant les éventuelles puissances de 10). Ainsi, il serait peu indiqué de choisir les sensibilités d'un appareil de la façon suivante : toute la déviation correspondant à 3 mA sur la position 1 du commutateur, à 5 A sur la position 2, à 70 µA sur la position 3, à 40 mA sur la position 4 et à 200 µA sur la position 5.

Certes, il est bon d'utiliser un appareil de mesure de telle sorte que, pour la valeur qui doit être lue, l'aiguille se trouve aussi près que possible de l'extrémité de droite de la graduation, mais il faut aussi tenir compte de la facilité de lecture. Dans l'exemple que nous venons de citer, le cadran de notre appareil devrait comporter cinq graduations distinctes : une de 0 à 3, une de 0 à 5, une de 0 à 7, une de 0 à 4 et une de 0 à 2 (nous négligeons les puissances de 10).

Un tel ensemble de cinq échelles entraîne la certitude de fausses lectures fréquentes. Pour qu'un appareil soit facilement utilisable, il faut que la lecture soit directe, autrement dit que l'on n'ait pas à multiplier le chiffre lu sur la graduation par un autre nombre que 10, 100, 1000 (ou 1/10, 1/100). On choisira donc deux échelles (une allant de 1 à 3 et une autre de 1 à 10) ou, si on le juge absolument nécessaire, trois échelles : une de 0 à 2, une de 0 à 5 et une de 0 à 10. Il faudra calculer et établir les shunts en vue de cette limitation du nombre des échelles.

Arrivons aux mesures de tensions. Elles sont nettement moins délicates, tout au moins en apparence. En effet, le montage de la figure 133 est très utilisable pour la mesure des tensions E_1, E_2 et E_3 (en supposant que l'on mesure toujours des tensions par rapport à la masse). Le montage réalisé sur la figure 133 suppose que les tensions E_1, E_2 et E_3 sont très différentes, ce qui nécessite un changement de sensibilité suivant que l'on mesure l'une ou l'autre.

Le fonctionnement de ce montage ne présente pas de difficultés, dans la mesure où la consommation de l'appareil M ne perturbe pas le circuit

quand on fait la mesure; il n'y a d'ailleurs qu'à choisir pour M un galvanomètre suffisamment sensible. Mais il y une difficulté qui n'apparaît pas immédiatement sur le schéma : si la tension E_3, par exemple, est de 4000 V, la paillette du commutateur reliée à R_1 est portée à ce potentiel quand M n'est pas branché sur R_1, et il est à prévoir que des étincelles se produiront, à moins que le commutateur K soit un modèle à haut isolement.

Si l'on a des tensions élevées à mesurer, on procédera alors comme l'indique la figure 134, pour laquelle nous avons supposé que seule la tension E_1 était très élevée (les autres étant inférieures à quelques centaines de volts pour un commutateur K classique). Comme on le voit, nous avons

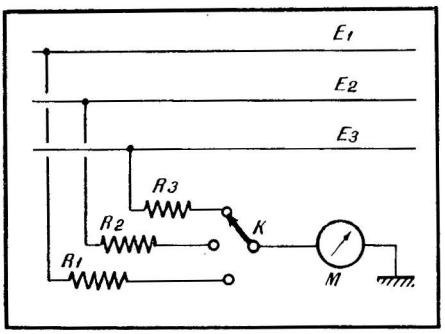


Fig. 133. — Commutation d'un galvanomètre **M** pour la mesure de différentes tensions.

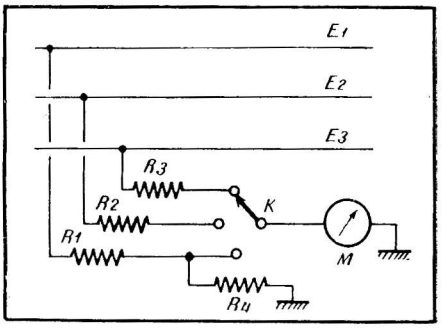


Fig. 134. — Si la tension E_1 à mesurer est très élevée, il est prudent d'adjoindre au montage de la figure 133 la résistance R_4 pour éviter des effluves ou des claquages dans le commutateur **K**.

placé une résistance R_4 entre la masse et la paillette du commutateur où aboutit R_1. Cette résistance shunte M pendant la mesure de E_1, et il faudra en tenir compte pour le calcul de R_1; mais, si elle n'est pas trop élevée, elle abaisse le potentiel de cette paillette lors des mesures de E_2 et E_3, car ce potentiel, au lieu d'être égal à E_1, n'est plus que $E_1 R_4/(R_1 + R_4)$.

Prenons un exemple pratique. Utilisons toujours en M notre microampéremètre de 50 µA de résistance interne 2350 Ω, et supposons que E_1 soit de l'ordre de 4000 V. En l'absence de R_4, il nous faudrait une résistance R_1 de 100 MΩ pour que M dévie à fond pour une tension de 5000 V. Utilisons maintenant une résistance R_4 de 2 MΩ, le potentiel de la paillette n° 1 du commutateur ne montera qu'à 80 V quand le commutateur branchera M sur les paillettes n° 2 ou 3. Il n'y aura pas lieu de tenir compte de l'effet de ce shunt de 2 MΩ sur l'appareil M, puisqu'il ne fausse son indication que dans le rapport de 2350 à 2 002 350 soit moins de 0,12 %.

Si la consommation de M est suffisante pour perturber le montage contrôlé et qu'il faille cependant mesurer des tensions, on remplacera M par un voltmètre électronique de consommation pratiquement nulle, comme celui dont nous avons donné le schéma sur la figure 45 (page 103) et les résistances R_1, R_2, R_3 par des diviseurs de tensions à résistances, branchés en permanence sur les points à contrôler, réalisés avec des résistances de valeurs très élevées consommant si peu de courant que le montage ne peut s'en trouver perturbé. Il sera prudent de prévoir, dans ce cas, deux posi-

tions supplémentaires du commutateur K, une qui branche le voltmètre à la masse pour vérifier son zéro, et une autre qui le branche sur une tension *étalon* (par exemple une fraction donnée de la tension d'un *tube à gaz étalon*) pour vérifier son étalonnage.

Bien entendu, les règles de simplicité d'échelles que nous avons indiquées pour les mesures d'intensités s'appliquent également aux mesures de tensions. On peut d'ailleurs utiliser le même appareil M pour mesurer successivement des intensités et des tensions, au moyen d'une commutation plus compliquée mais réalisable. Quelquefois, le contrôle n'a pas besoin de présenter un caractère aussi précis que celui d'une vraie mesure; on se borne alors à vérifier que la grandeur à contrôler a une valeur prédéterminée, ou qu'elle est comprise entre deux limites. On pourra par exemple le faire en utilisant un appareil à cadre qui ne comportera pas d'échelles mais seulement un ou plusieurs traits rouges en face desquels l'aiguille devra se placer lors des mesures correspondantes, ou plutôt une ou plusieurs plages dans lesquelles l'aiguille devra se situer. Il est d'ailleurs indiqué de dimensionner les shunts et résistances série de sorte que le même trait repère ou la même plage serve à toutes les opérations de contrôle. Ce dernier s'opère alors en plaçant le commutateur sur ses différentes positions et en observant l'aiguille qui doit, pour chaque position, rester dans la plage indiquée.

Il est bon de prévoir dans ce cas un certain nombre de commandes de maintenance numérotées des mêmes numéros que les positions du commutateur, agissant chacune sur la grandeur contrôlée par l'appareil de mesure dans la position correspondante, et aussi indépendantes que possible. Les opérations de maintenance se bornent alors à placer le commutateur sur la position n° 1 et à agir sur la commande n° 1 jusqu'à ce que l'aiguille soit en face du trait rouge, à passer sur la position n° 2 et à agir sur la commande n° 2 et ainsi de suite, cette opération devant être recommencée si les commandes ne sont pas entièrement indépendantes.

L'appareil de mesure à cadre est la forme la plus raffinée du dispositif de contrôle. Il est également possible d'utiliser des procédés plus simples dans certains cas. On peut, par exemple, contrôler une tension en utilisant des voyants au néon qui ne s'ionisent que pour une tension déterminée, ou des indicateurs du type « trèfle cathodique ». Pour un équipement très important, on peut même envisager d'adjoindre à l'appareil un véritable oscilloscope cathodique simplifié qui permettra de contrôler le fonctionnement des différentes parties du montage. Il faudra, dans ce cas, prévoir les balayages et sensibilités de cet oscilloscope en fonction des signaux qu'il aura à contrôler.

Il est également possible d'utiliser des relais pour vérifier en permanence le fonctionnement des différentes parties de l'appareil, ces relais établissant ou coupant un contact si le courant qui les traverse ne reste pas compris entre certaines valeurs. On peut, par exemple, placer en série dans un circuit deux relais, le premier collant pour une intensité i_0, le second décollant pour une intensité i_1 inférieure à i_0. Si l'on branche en parallèle un contact travail du premier et un contact repos du second, on disposera d'un contact qui se fermera quand l'intensité montera au-dessus de i_0 ou tombera au-dessous de i_1, ce contact pouvant être utilisé pour allumer une lampe ou déclencher un signal d'alerte. Il existe d'ailleurs des

appareils de mesure à contacts, ces derniers établissant ou coupant un courant pour certaines positions de l'aiguille.

Il faut retenir ce principe important dans la construction des appareils électroniques à usage industriel : tout ce qui contribue à augmenter la sécurité de fonctionnement est payant. C'est pourquoi il faut considérer les différents organes de contrôle comme faisant partie de l'ensemble au même titre que les alimentations, amplificateurs ou autres qui entrent dans la composition de l'appareil.

Comme les appareils électroniques sont souvent logés dans des enceintes étanches où il est difficile de voir ce qui se passe, il est très recommandable de prévoir des répéteurs de position pour les organes mobiles, par exemple en couplant à ceux-ci des potentiomètres ou des transmetteurs de téléaffichage du type « Selsyn » dont les indications seront répétées à l'extérieur de l'enceinte étanche et indiqueront les positions des pièces mobiles importantes.

CHAPITRE XIII

La construction pratique de l'appareil

Nous avons déjà indiqué, à propos du passage du schéma-bloc au schéma-câblage, qu'il faut avoir présente à l'esprit la réalisation future de l'appareil lorsqu'on en fait le projet. Par ce terme de réalisation pratique, nous ne comprenons pas seulement le câblage, mais également l'exécution du châssis, la disposition matérielle des éléments, le montage mécanique des différentes parties et la présentation de l'ensemble. Le projeteur qui se désintéresserait de l'exécution matérielle de l'appareil dont il a fait le schéma démontrerait par là même un curieux manque d'intelligence. Il y a de trop nombreux appareils dont le principe de base était parfait, le schéma très bien établi et qui ne fonctionneront jamais parce que la disposition des éléments était mauvaise ou la réalisation mécanique défectueuse.

Nous donnerons donc quelques indications sur la partie purement mécanique dans la mesure où elle intervient dans le fonctionnement de l'appareil, puis sur les questions de technologie relatives au montage et au câblage. L'étude de la disposition mécanique comportera une partie sur la réalisation des maquettes, cette dernière étant très importante.

A. — La partie purement mécanique de la réalisation

Les tubes et les différents autres organes d'un appareil électronique devant être maintenus fixes les uns par rapport aux autres, il est nécessaire d'utiliser un ensemble mécanique qui réponde à ce but. On peut le faire au moyen d'un châssis en tôle ou en métal coulé, ou en accrochant les éléments sur une plaque isolante, ou enfin en les maintenant par un isolant plastique durcissable dans lequel les différentes parties sont noyées.

Le châssis est le système le plus couramment utilisé, car il est de réalisation relativement facile [238]. On le constitue généralement en tôle,

le supports de tubes y étant le plus souvent fixés par vis et écrous de sorte que le tube soit situé d'un côté de la tôle, le câblage de l'autre. Le métal dont il est constitué a une certaine importance. Il y a des montages, comme certains amplificateurs moyenne fréquence qui nécessitent l'emploi du laiton; mais le plus souvent on peut utiliser à volonté l'aluminium, l'acier doux ou les alliages légers.

L'aluminium est intéressant, car il est bon conducteur et constitue un écran efficace contre les courants parasites qui circulent dans le châssis. Mais il n'est qu'un conducteur déplorable quand il s'agit d'établir une connexion entre le châssis et un autre conducteur. Il existe, certes, des soudures permettant de réaliser des connexions soudées sur l'aluminium, mais elles sont en général d'un emploi assez délicat. Il est préférable de fixer sur le châssis une cosse étamée, par vis et écrou, en ayant soin d'interposer entre la cosse et le métal une rondelle plate et une rondelle dentelée en bronze de glucinium (dite « éventail » ou « blocfort »); le serrage fait pénétrer les dents de la rondelle dans l'aluminium, ce qui assure un excellent contact. La connexion est alors soudée sur la zone étamée.

L'aluminium étant ductible et malléable, on peut assez facilement le travailler; les trous nécessaires à la fixation des supports de lampe s'y percent facilement avec un perforateur à chocs ou à vis, même pour une épaisseur de 2 mm. Il se plie à angle vif sans cassures et sa surface est nette. Pour y percer des trous de petit diamètre, il faut utiliser des forets tournant à grande vitesse et lubrifier les outils avec de l'huile soluble ou de l'eau de savon. Si le châssis est de petites dimensions (moins de 200 × 200 mm) et ne supporte pas des transformateurs trop lourds, on peut se contenter de tôle d'aluminium de 1,5 mm d'épaisseur, à condition que le châssis ait des bords tombés pour en augmenter la rigidité. Pour des châssis de plus grandes dimensions, il faut utiliser de la tôle de 2 mm d'épaisseur. De tels châssis ont l'avantage d'être légers, mais ils nécessitent souvent un traitement spécial pour les rendre résistants aux agents atmosphériques, surtout au brouillard salin. On emploie souvent l'oxydation anodique et le chromatage qui donnent de bons résultats. Accessoirement, l'oxydation anodique permet de réaliser des colorations de surface qui peuvent faciliter l'identification des différents châssis d'un ensemble [239].

Les châssis en acier doux sont plus courants, car leur solidité est beaucoup plus grande, même pour une épaisseur nettement plus faible, et ils permettent la soudure facile sur leur métal, surtout si celui-ci a été recouvert d'une couche de zinc, d'étain, ou mieux de cadmium. Les éléments rapportés, tels que les cornières ou les supports en équerre, se fixent très bien par des points de soudure électrique, mais il faut, par contre, renoncer à faire des trous de supports de tubes propres dans un châssis en tôle d'acier de 1 ou 1,2 mm avec un perforateur à chocs ou à vis : le trépan ou le foret à lamer sont nécessaires pour ces perçages si l'on ne veut pas déformer la tôle.

Les montages sur plaques isolantes sont assez complexes, car on ne bénéficie plus de l'effet de blindage du châssis conducteur : les couplages parasites sont donc particulièrement à craindre. Ce type de montage ne s'utilise guère que pour des éléments miniatures ou subminiatures (tubes subminiatures ou transistors). Il faut veiller, lors de son emploi, à l'évacuation de la chaleur dissipée dans les différents points du montage. En

effet, si l'on utilise un châssis métallique, surtout en laiton ou en aluminium il conduit la chaleur dissipée dans le montage et diminue nettement l'élévation de température des éléments. C'est pourquoi on rencontre souvent des clips de fixation des tubes subminiatures, en laiton ou en bronze au glucinium (chrysocal) qui entourent complètement les tubes, jouant ainsi le double rôle de blindage et d'évacuateur de chaleur. Pour les transistors, le problème est différent, car ces semiconducteurs dissipent peu de chaleur, mais, comme ils sont beaucoup plus sensibles à la température que les tubes, il faut porter son attention sur les organes qui leur sont voisins.

L'immobilisation d'une partie du montage dans un plastique durcissable [240] ne doit être utilisée qu'à bon escient, dans le cas de sous-ensembles parfaitement au point, dont on renonce entièrement à pratiquer le dépannage en cas de dérangement car, à moins d'utiliser une fraise de dentiste, il est impossible de changer une simple résistance dans un ensemble noyé dans un polyester durci.

Cette technique de l'immobilisation dans un plastique, appelée souvent « potting » faute d'une traduction correcte de ce terme, est assez délicate. Il faut commencer par vérifier que le produit d'imprégnation n'attaque pas les constituants, ni sur le moment, *ni à la longue*. Nous avons des souvenirs personnels très désagréables de bobinages en fil émaillé que nous avions immobilisés avec un vernis polymérisant à chaud : ces bobinages, parfaits dans les quelques jours qui suivirent l'imprégnation, se mirent en court-circuit les uns après les autres au bout de quelques semaines parce que le vernis polymérisant attaquait l'émail synthétique dont le fil était recouvert. En outre, la plupart des plastiques à durcissement catalytique du type polyester ont un « retrait de polymérisation », autrement dit ils diminuent de volume lors de leur solidification, ce qui peut amener des déformations mécaniques importantes des montages qu'ils enrobent, allant jusqu'à des ruptures éventuelles de connexions. On pallie cet inconvénient en plaçant dans les interstices du montage à immobiliser la plus grande quantité possible de produit déjà durci, en plaques, en grains ou en bâtons, de telle sorte que la contraction porte sur de plus petites quantités de matière. Si l'opération est bien conduite, ces éléments déjà durs se noient dans le reste en cours de durcissement et ne créent pas d'hétérogénéité.

Un ensemble pris dans le plastique doit se raccorder au reste du montage par des fils ou mieux par des broches, le tout constituant un bloc que l'on fixe sur un support ad hoc comme un tube, une « unité enfichable » (pour traduire approximativement le « plug in » des Américains). Cet ensemble, indépannable, doit être jeté et remplacé par un autre en cas de dérangement.

Quel que soit le type de châssis utilisé, il est nécessaire d'avoir recours à des isolants pour supporter les conducteurs divers du montage. Le choix de ces isolants est très important, car des produits excellents en apparence peuvent entraîner des catastrophes. Nous avons vu personnellement une série d'ensembles électroniques subminiatures réalisés sur des plaques en complexe verre-résine qui s'étaient avérées aux premiers essais comme étant des isolants extraordinaires : plus de 1 million de mégohms d'isolement entre deux cosses séparées de moins de 1 mm; ces ensembles ont dû être *tous jetés* à la ferraille, l'isolant ayant perdu progressivement toutes

ses qualités sous l'influence prolongée de l'humidité, à tel point que la résistance d'isolement entre deux cosses distantes de près de 1 cm était tombée à moins de 500 kΩ.

D'une façon générale, tous les isolants à aspect poreux sont à suspecter, sauf si un traitement adéquat (siliconage par exemple) les préserve de l'imprégnation lente par l'humidité. L'enrobage par un plastique durcissable est évidemment une solution, mais celle-ci n'est pas sans quelques inconvénients.

Quel que soit le système adopté pour maintenir en place les éléments, il y a un certain nombre de principes à respecter :

1° *Les voisinages dangereux.* — Dans tout ensemble électronique, on rencontre des éléments « perturbateurs » et des « perturbables ». Les perturbateurs sont ceux qui dégagent de la chaleur, de la lumière, provoquent des vibrations mécaniques ou engendrent des champs magnétiques ou électriques intenses. Les perturbables sont ceux dont le fonctionnement risque d'être compromis par l'influence des perturbateurs.

Les perturbateurs sont en général assez visibles et faciles à repérer. Il faut compter dans cette catégorie les transformateurs (champ magnétique, chaleur, éventuellement champ électrique et même vibrations), les tubes de puissance (chaleur, champ électrique), les moteurs (champs magnétiques, vibrations), les relais (champs magnétiques, chocs et vibrations), les galvanomètres (champ magnétique) et les résistances à forte dissipation (chaleur).

Les éléments perturbables par la chaleur sont les semiconducteurs (principalement les transistors) et les condensateurs électrolytiques, ainsi que certains isolants thermoplastiques particulièrement sensibles.

Les éléments perturbables par la lumière sont évidemment les cellules photo-électriques, certains semiconducteurs, en particulier les diodes au germanium, et les tubes électromètres.

Les éléments perturbables par les champs magnétiques sont certains tubes, certaines cellules photo-électriques (surtout les photo-multiplicateurs), les tubes d'oscilloscopes, et tous les circuits où le flux magnétique peut induire une tension (en particulier les enroulements des filtres).

En ce qui concerne les champs électriques, ceux-ci perturbent principalement les circuits à haute impédance véhiculant des signaux de faible amplitude.

Les vibrations agissent sur les tubes « microphoniques », et sur certains éléments dont quelques-unes des caractéristiques électriques sont fonction des dimensions géométriques, tels que les condensateurs à air.

Pour réaliser l'appareil, il faudra donc écarter les perturbables des perturbateurs.

2° *L'accessibilité aux éléments.* — Pour la mise au point ou la maintenance, il peut être utile d'accéder aux différents points du montage; il ne faut donc pas que le câblage recouvre une partie du montage et empêche de toucher un point du circuit avec une sonde pour effectuer une mesure.

3° *La facilité de câblage.* — On ne réalisera pas un câblage propre si l'espace alloué à chaque tube est insuffisant. On peut compter, si on ne doit pas réduire l'encombrement à tout prix, que l'on doit ménager une

surface de plus de 25 cm² pour un tube à culot octal, et de plus de 9 cm² pour un tube des types miniatures (7 ou 9 broches).

Pour terminer cette partie, disons quelques mots de la construction des maquettes. Contrairement à ce que l'on pense, la réalisation mécanique de ces dernières est importante car elle conditionne la facilité de mise au point. Or une maquette est destinée à l'étude de la mise au point. Un « bricolage » du genre « perruque échevelée » pourra donner des idées entièrement fausses sur les possibilités d'un montage en raison des mauvais contacts et des réactions parasites qui seront susceptibles de s'y manifester.

Une méthode assez rapide de réalisation des maquettes est l'emploi de la plaque de bois dans laquelle on enfonce des pointes aux endroits qui devront servir de points de relais pour le câblage. On soude ensuite facilement sur les têtes de ces pointes, les supports de tubes étant fixés par

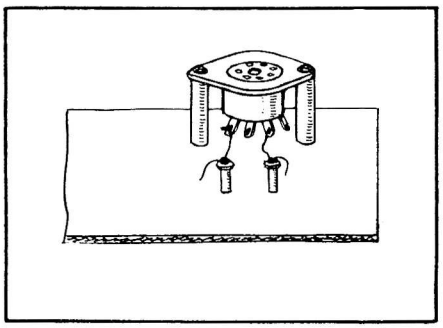


Fig. 135. — Montage d'un support de tube sur une plaque de bois pour les maquettes, les cosses relais étant remplacées par des clous.

d'autres pointes, maintenues à une certaine distance de la planche par des colonnes (fig. 135) pour laisser passer les connexions soudées aux différentes lames du support. Une difficulté de ce type de montage est qu'il faut repérer les différentes broches du tube vues par-dessus, contrairement à l'habitude. Si l'on est par trop gêné, on peut regarder le montage dans une glace. Le bois n'est pas un isolant remarquable, mais il suffit généralement dans un laboratoire dont l'atmosphère est sèche, à la condition que l'on ne lui demande pas de performances en haute fréquence; mais les maquettes sur bois sont en général peu adaptées aux essais de montages comportant de la haute fréquence.

Une technique assez récente consiste à utiliser à la place de bois une plaque d'un isolant thermoplastique [241] : il suffit de chauffer un élément et de l'appuyer sur la plaque pour qu'il la ramollisse localement, suffisamment pour y pénétrer un peu et se trouver fixé.

Le châssis spécialement conçu pour les maquettes est d'un emploi plus général [242 - 243]. Nous en décrirons un ci-après à titre d'exemple.

Le châssis proprement dit est en tôle d'aluminium A (fig. 136), percée d'une large fente B par laquelle passeront les tubes. Deux autres fentes plus petites, parallèles à la première, (C et D) sont obturées par deux bandes d'isolant sur lesquelles sont réparties régulièrement des douilles femelles.

Les supports de tubes sont fixés sur des petits carrés *m* de tôle, munis de fiches isolées qui, en s'emboîtant dans les douilles ci-dessus maintiennent les carrés de tôle et amènent en même temps les tensions de chauffage aux

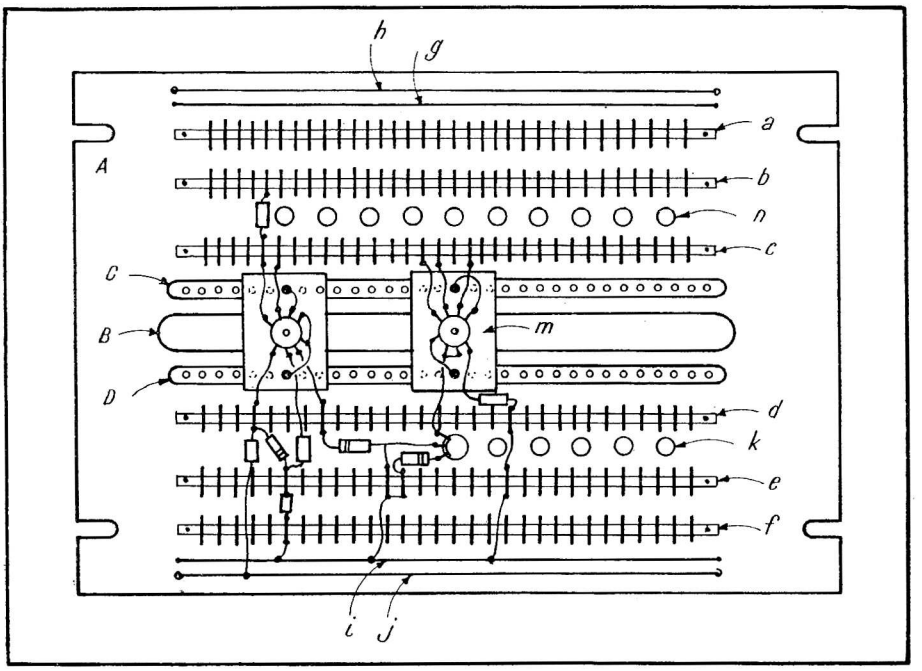


Fig. 136. — Type de châssis-maquette standard permettant la mise au point très rapide des montages d'essais.

tubes. Chaque plaque carrée est valable pour un certain nombre de types de tubes ayant le même support, le même branchement des connexions de filament et la même tension de chauffage. On peut choisir la répartition des douilles femelles et des fiches mâles des porte-supports de sorte que le fait de mettre un porte-support en position assure automatiquement l'alimentation du tube sous sa tension de chauffage correcte, car le châssis maquette doit permettre d'utiliser simultanément des tubes ayant deux ou trois tensions de chauffage indépendantes.

Six bandes isolantes, sur lesquelles sont rivées des cosses doubles à souder régulièrement espacées, sont fixées sur le panneau : trois se trouvent à une hauteur supérieure à celle des supports de tubes (*a*, *b* et *c*), trois à une hauteur inférieure (*d*, *e* et *f*). Les autres paillettes des supports de tubes sont reliées par des connexions rigides à quelques-unes des cosses de ces bandes. Deux lignes *h* et *g* en fil nu amènent respectivement la haute tension et la masse à proximité des bandes à cosses, ces lignes étant répétées en *j* et *i*. Des rangées de trous *k* et *n* sont prévues pour la fixation des potentiomètres et des condensateurs électrolytiques si besoin est.

L'utilisation de cet ensemble est si simple que l'on rattrapera vite le temps passé à le construire. On choisit un porte-support *m* correspondant au type de tube utilisé, on le met en position, ce qui assure le chauffage du tube, puis on établit les connexions des autres électrodes du tube, soit vers les bandes à cosses du haut, soit vers celles du bas, on relie les points voulus par des éléments de câblage et l'on peut procéder aux essais.

Pour accélérer le montage, on a choisi pour les bandes des cosses semblables à celles que représente la figure 137, qui permettent des soudures presque instantanées. La plaque A est prévue pour être montée verticalement sur un rack, la partie inférieure de celui-ci étant occupée par des alimentations stabilisées universelles, un voltmètre électronique et un oscilloscope.

Avec un tel matériel et des éléments judicieusement disposés, il est possible à un opérateur non entraîné de réaliser en moins de dix minutes un montage d'études à trois tubes relativement complexe, l'ensemble étant toujours parfaitement clair et accessible.

Pour terminer ce qui concerne la construction mécanique des ensembles, nous dirons quelques mots des assemblages de châssis dans le cas d'appareils comportant un grand nombre de tubes. Une bonne solution est

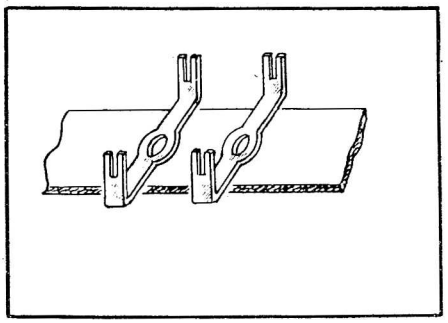


Fig. 137. — Type de bande à cosses à utiliser de préférence sur le châssis de la figure 136.

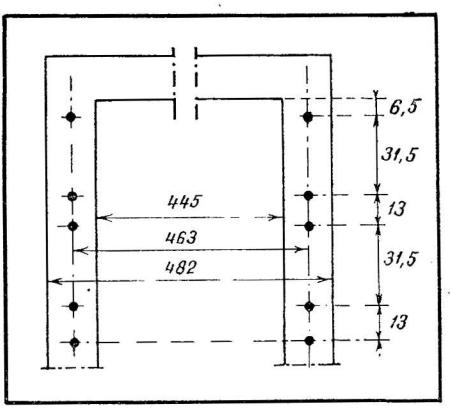


Fig. 138. — Cotes du « rack » standard américain.

l'utilisation du cadre en cornières dit « rack » sur lequel sont fixés les panneaux avant des montages, les tubes étant répartis sur un châssis fixé sur le panneau par son bord avant, plié à 90°, et par des cornières.

Dans le cas de la construction en rack, il est vivement recommandé d'utiliser les dimensions standard américaines, qui ont évidemment l'inconvénient de se traduire par des nombres bizarres en centimètres ou en millimètres, en raison de l'invraisemblable système de mesure des anglo-saxons; mais, par contre, ces types de racks sont universellement répandus. Les panneaux avant des châssis sont prévus pour un certain nombre « d'unités » de rack, l'unité valant 44,5 mm. Par exemple, un panneau de 7 unités occupera une place de 311,5 mm mais on réduit toujours le panneau avant de 1 mm, ce qui donne ici 310,5 mm pour laisser un peu de jeu.

Les panneaux avant ont tous 482 mm de largeur, les châssis fixés sur ces panneaux ayant une largeur hors tout (capot éventuel compris) inférieure à 436 mm. Les cornières du rack proprement dit laissent entre elles un espace de 445 mm. Les trous de fixation des panneaux sont répartis sur deux lignes verticales distantes de 463 mm, ainsi que l'indique la figure 138;

leur diamètre est de 6 mm, et ils sont taraudés au pas normal S.I. (pas dans les racks américains d'origine; les boulons de fixation ne sont pas interchangeables entre un rack américain d'origine et le rack standard que nous venons de décrire).

Les encoches à ménager sur le côté des panneaux avant ont la forme de celles que représente la figure 136; on les espace verticalement de distances qui sont calculées pour qu'elles tombent en face des trous taraudés dans les cornières. Pour des panneaux avant de moins de 5 unités, on peut se contenter de 4 encoches, 2 de chaque côté. Pour des panneaux plus hauts, on fait 3 ou 4 encoches de chaque côté.

Si l'on veut que la profondeur des châssis soit grande, ceux-ci ayant cependant à supporter des éléments lourds, il est préférable de ne pas faire porter tout le poids en porte-à-faux sur le panneau avant et de prévoir des guides latéraux pour le châssis, de telle sorte que ce dernier soit appuyé sur des pièces solides à l'arrière.

Quelle que soit la disposition adoptée pour les châssis, il faut tenir compte d'un fait important dans les grands ensembles : la dissipation de la chaleur. En effet, on place en général à la partie inférieure des racks les châssis d'alimentation, qui dégagent beaucoup de chaleur, s'il s'agit d'alimentation destinée à des ensembles importants. Or l'air chaud a tendance à monter, donc à aller vers les châssis situés au-dessus, ce qui peut entraîner un échauffement supérieur à celui que l'on prévoyait. On pallie cet inconvénient en utilisant des déflecteurs à air chaud, ou mieux des ventilateurs. Il est également indiqué de ne pas placer les châssis supérieurs de sorte qu'ils gênent le passage de l'air chaud venant des alimentations; c'est pourquoi l'on voit souvent des châssis fractionnés en plusieurs éléments (ou platines) indépendants (ce qui facilite d'ailleurs le dépannage) entre lesquels l'air chaud peut passer facilement. On peut également percer dans les châssis supérieurs des trous qui faciliteront le passage de l'air chaud.

B. — Les questions technologiques de montage et câblage

Les clauses du cahier des charges auront une grande importance dans le choix du matériel. On le prendra tropicalisé ou plus économique suivant les conditions dans lesquelles l'appareil doit fonctionner. Mais, quel que soit le type des pièces détachées utilisées, il existe certains points importants sur lesquels il est bon d'attirer l'attention du réalisateur.

Nous avons déjà vu que les fils de sortie des résistances, par exemple, ne doivent pas être soudés trop près du corps, et qu'il est bon de les plier en zig-zag (fig. 139) pour leur éviter les contraintes mécaniques. Mais il faut en outre prévoir les effets de certaines vibrations susceptibles de faire entrer en résonance l'élément oscillant que constitue le corps de la résistance et ses fils de connexion. Pour cela, il sera préférable de ne pas laisser sur la résistance des fils de connexion trop longs; ainsi, la fréquence de résonance sera suffisamment élevée pour que des phénomènes dangereux ne soient pas à redouter.

Un câblage devant être facile à suivre, l'emploi des fils isolés de différentes couleurs aide beaucoup l'utilisateur. On dispose aujourd'hui de fils,

enrobés dans une gaine thermoplastique, fournis en teintes les plus variées. Comme il n'existe pas de code des couleurs, on en adoptera un et on le rappellera sur un petit tableau fixé si possible à l'intérieur de l'appareil et répété sur la notice accompagnant l'appareil.

On ne peut clarifier un câblage qu'en prévoyant un nombre suffisant de points relais où l'on vient souder les éléments de câblage. Ce rôle est tenu dans le châssis maquette que nous avons représenté sur la figure 136 par des bandes à cosses, et l'on peut utiliser de telles bandes pour la construction de l'appareil. Il convient de s'assurer que l'isolant en est de bonne qualité. On aura en général satisfaction avec les pièces relais en complexe verre-résine siliconé, ou en stéatite siliconée. On utilise souvent comme

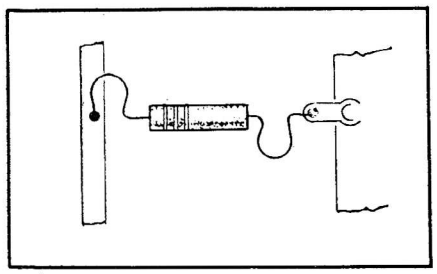


Fig. 139. — Des zig-zag sur les fils d'une résistance évitent à celle-ci les fâcheux effets des contraintes mécaniques.

points relais des cosses à plusieurs branches (fig. 140 *a*) que l'on empile sur une tige filetée en les séparant par des canons à épaulement en stéatite comme le représente la figure 140 *b*. La tige filetée sert à fixer l'empilage sur le châssis.

Certains éléments de câblage doivent être situés très près des supports des tubes; c'est, par exemple, le cas des résistances shuntées par des condensateurs qui, dans un Eccles-Jordan, vont de l'anode d'un tube à la grille de l'autre. On augmentera encore l'efficacité de cette disposition en choisissant des éléments de très faible volume : résistances miniatures et condensateurs à la céramique ou au papier métallisé.

Mais il y a d'autres éléments que l'on peut sans inconvénient écarter un peu plus des supports de tubes. Ils seront alors disposés entre des rangées de cosses, celles-ci étant réparties dans un plan perpendiculaire, ou presque, à la tôle du châssis. Une telle disposition éclaircit au maximum le câblage.

Une réalisation possible d'un câblage fait d'après cette méthode est indiquée sur la figure 141. Des équerres tiennent les bandes à cosses entre lesquelles sont disposées les résistances et condensateurs, ces bandes étant fixées sur les équerres avec interposition de masses souples (polythène ou caoutchouc), car il est dangereux de serrer trop fort une pièce de stéatite sur un support métallique.

Les équerres étant garnies de bandes à cosses sur leurs deux faces, chaque rangée de tubes se trouve en quelque sorte au fond d'une vallée dont les deux parois sont tapissées d'éléments de câblage. Entre ces deux parois, on accède facilement aux broches des supports de tubes. Les quelques éléments qui doivent être placés juste à côté des broches des supports seront placés à plat contre le châssis, à côté des fils alimentant les filaments.

Si l'on pousse le raffinement jusqu'à placer en haut des équerres de petites bandes en papier verni portant, en regard de chaque élément de câblage, une indication telle que « C_{23}, R_{107}, L_8 », etc., l'appareil devient extrêmement facile à dépanner.

Dans certains cas, on va même jusqu'à prévoir, de distance en distance, des cosses relais, parfaitement accessibles, reliées à certains points des circuits, en indiquant en regard, sur une petite feuille de papier verni, la forme du signal que l'on doit relever en ce point à l'oscilloscope ainsi que

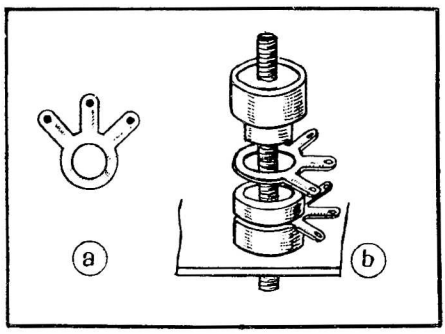


Fig. 140. — Cosse à trois branches (**a**) et son montage en empilement avec des canons de stéatite (**b**) pour constituer des points relais pour le câblage.

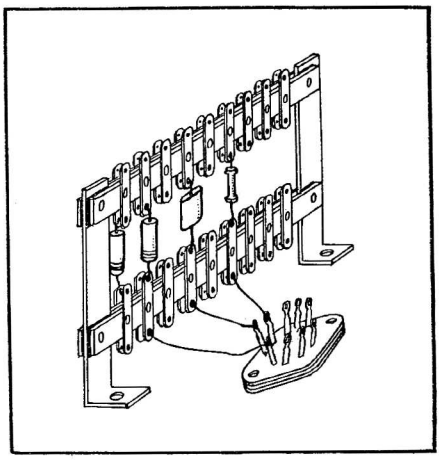


Fig. 141. — Une disposition possible, très aérée, du câblage d'un appareil.

la tension continue moyenne que l'on doit y mesurer lorsque l'appareil fonctionne correctement. De telles améliorations représentent évidemment des dépenses élevées, mais non disproportionnées avec l'intérêt qu'elles présentent. La méthode du câblage imprimé est aussi très intéressante pour les maquettes, même à l'unité. Nous en dirons quelques mots à la page 280.

L'arrivée des fils d'interconnexion entre les différentes rangées ou platines se fait en général sous forme de torons. Il faut cependant faire attention au voisinage dangereux résultant parfois du groupement de ces fils, car il ne faut pas placer dans le même toron des conducteurs véhiculant des signaux à pente raide et d'autres situés dans des circuits où l'impédance est élevée. Il sera donc nécessaire de choisir soigneusement la répartition des fils dans un toron sans oublier que certains fils peuvent être sensibles aux couplages par capacité alors que l'on ne s'y attendait pas. C'est ainsi que, par exemple, une connexion d'alimentation, amenant la ligne 250 V à un tube, peut véhiculer des signaux parasites qu'elle aura récolté par couplage capacitif avec un autre conducteur. Il n'est donc pas absurde, dans ce cas, de blinder les fils d'arrivée de la haute tension.

CHAPITRE XIV

Adaptation de l'appareil à l'utilisateur

De même qu'un schéma n'est pas fait pour rester sur le papier, un appareil n'est pas fait pour rester dans une vitrine. Il faut donc, en le réalisant comme en le concevant, penser à l'utilisateur. Si l'appareil est destiné à être manipulé exclusivement par celui qui l'a conçu et réalisé, le problème est simplifié, son réalisateur en connaissant mieux que tout autre les réactions possibles. Mais il faut envisager le cas plus fréquent où l'appareil est utilisé par un autre que celui qui l'a construit. Il faut donc porter toute son attention sur deux points : la facilité d'utilisation de l'appareil, et la qualité de la documentation qui l'accompagne.

A. — La simplicité fonctionnelle

Il existe des lampemètres et des ponts de mesure relativement modestes, aux performances moyennes, et dont la complexité d'utilisation est telle qu'il faut, comme l'on dit quelquefois humoristiquement « un permis de conduire pour arriver à s'en servir », cette expression nous paraissant d'ailleurs très impropre, car nous avons éprouvé nettement moins de difficultés à nous assimiler la conduite d'une automobile que l'utilisation de certain lampemètre dont nous tairons le nom du fabricant : de tels appareils sont mal adaptés à l'utilisateur. Par contre, il existe des engins très complexes, comme certains radars de conduite de tir, comportant 200 à 300 tubes, qu'une personne peut apprendre à utiliser en une demi-heure sans en avoir jamais entendu parler auparavant. Ces ensembles sont des modèles d'adaptation à l'utilisateur.

Il faut se garder de conclure que l'appareil doit être simplifié au point de pouvoir être manipulé par un ignare. La suppression de toutes les commandes de mise en route, par exemple, à laquelle on peut arriver grâce à une suite de relais temporisés commandés par un « programme »

à minuterie, n'est qu'une simplification apparente, car on multiplie ainsi les possibilités de panne et on diminue la souplesse d'utilisation. Il faut rendre l'appareil simple, mais non rudimentaire.

Il y a certaines règles que l'on peut appliquer dans ce but :

1° *Le groupement des commandes.* — Nous avons défini plus haut (page 234) les commandes d'exploitation et indiqué qu'il fallait s'efforcer d'en réduire le nombre dans la mesure où cette réduction ne nuisait pas à la souplesse d'utilisation de l'appareil. Ces différentes commandes doivent être aussi groupées que possible, et surtout rassemblées par catégories.

C'est ainsi que, sur un oscilloscope, on réunira avantageusement côte à côte toutes les commandes relatives au balayage : gammes, vernier, amplitude, taux de synchronisation et type de balayage, tous les boutons de ces commandes étant situés dans une zone déterminée du panneau avant, si possible encadrée d'un trait bien visible.

Dans une autre zone, on groupera les boutons commandant la luminosité du spot, sa concentration, l'astigmatisme du tube (tension de la deuxième anode dans le cas d'un tube à post-accélération), le cadrage horizontal et le cadrage vertical. Un second trait entourera tous ces boutons.

On pourrait croire qu'il s'agit là d'une remarque enfantine, mais nous pourrions citer l'exemple d'un excellent oscilloscope d'une marque étrangère célèbre que nous avons toujours eu une certaine difficulté à manier en raison de la dispersion des commandes sur tout le panneau avant sans groupement logique. Ce défaut, à notre avis, fait que cet oscilloscope ne mérite pas le « prix d'excellence » que sa qualité technique devrait lui faire attribuer.

2° *L'indépendance des commandes.* — Chaque commande doit, dans la mesure du possible, agir sur une certaine caractéristique de l'appareil, à défaut on doit essayer de faire en sorte que, si une commande A agit sur la caractéristique a et sur la caractéristique b, la commande B qui doit agir sur b n'agisse pas sur A.

C'est ainsi que, dans un voltmètre électronique, par exemple, il se peut que le réglage du zéro agisse sur l'étalonnage; si l'étalonnage n'agit pas sur le zéro, il n'y aura que demi-mal. Mais, si l'étalonnage agit sur le zéro, les nerfs de l'utilisateur risquent d'être mis à l'épreuve par l'obligation de régler le zéro, retoucher l'étalonnage, et ainsi de suite, même si les retouches successives sont d'importance décroissante. Une telle suite d'opérations n'est pas exceptionnelle, et nous pourrions citer une marque de magnétophones (par ailleurs excellente) dans lesquels le modulomètre doit être étalonné ainsi.

Souvent ces interdépendances de commandes sont dues à une légère erreur de conception de l'appareil. Il existe, par exemple, des oscilloscopes dans lesquels le réglage de la luminosité du spot réagit sur la concentration (fort heureusement la réciproque n'est pas vraie) parce que la résistance du pont comportant les potentiomètres de concentration et luminosité est trop forte : la consommation de l'anode de concentration, variable suivant l'intensité du faisceau, provoque une variation du potentiel de cette anode.

Il est quelquefois plus difficile de supprimer ces interdépendances. Ainsi, toujours dans le cas d'un oscilloscope, si nous utilisons une base de temps à thyratron et que nous réglions l'amplitude par variation de la

polarisation de grille, nous ferons en même temps varier la fréquence. Pour l'éviter, il faudra utiliser un thyratron donnant des dents de scie de petite amplitude (ou en réduire l'amplitude par un diviseur de tension apériodique à haute résistance) et appliquer ces petites dents de scie à l'entrée de l'amplificateur horizontal : la variation du gain de ce dernier provoquera le changement d'amplitude du balayage sans en faire varier la fréquence.

Dans les cas vraiment désespérés, on peut avoir recours à une compensation : sur l'axe de la commande *A* qui agit en principe sur la caractéristique *a* (mais aussi sur la caractéristique *b*) on place un potentiomètre, par exemple, et l'on s'arrange à monter celui-ci de telle sorte qu'il agisse sur la caractéristique *b* en sens inverse de l'action parasite de la commande *A* et qu'il annule autant que possible cette action parasite. Comme tout système basé sur la compensation de deux actions antagonistes, cet artifice est sujet à l'instabilité.

Un exemple de son emploi est le suivant : supposons que nous désirions faire varier la tension d'alimentation d'un auto-oscillateur pour faire varier sa tension de sortie. Nous constatons que cette variation entraîne une variation de fréquence. Nous pourrons, en première approximation, réduire cet effet, en munissant le bouton de commande de tension d'un petit condensateur variable qui viendra modifier la fréquence d'accord du circuit oscillant de l'oscillateur dans le sens adéquat.

3° *La multiplicité des contrôles.* Nous avons déjà indiqué dans le chapitre précédent la nécessité d'équiper un appareil de dispositifs de contrôle, comme un galvanomètre commutable permettant de mesurer ou de contrôler toute une série de tensions ou de courants. Une telle installation augmente beaucoup la simplicité fonctionnelle de l'appareil.

4° *La réduction du nombre de types de tubes et de pièces détachées.* Il est certes séduisant d'utiliser, pour chaque partie de l'appareil, le tube le plus adapté à l'emploi auquel on le destine; cependant, si l'on peut arriver, même au prix d'une légère augmentation du nombre total de tubes, à diminuer le nombre de types, on fait œuvre utile. Il ne faut pas oublier qu'une penthode peut être utilisée en triode, ou même en diode. Si l'on utilise peu de types, on pourra adjoindre à l'appareil un petit lampemètre rudimentaire qui permettra à l'utilisateur de vérifier tous les tubes utilisés dans l'équipement.

De même, on diminuera son stock de pièces de rechange si l'on s'est efforcé de n'employer qu'une gamme aussi restreinte que possible de pièces détachées. Par exemple, si l'on a calculé que le filtrage de la haute tension dans un ensemble nécessite deux condensateurs de 4 µF chacun et que le reste de l'équipement comporte plusieurs condensateurs de 2 µF, les tensions de service étant les mêmes, on aura avantage à constituer chaque condensateur de 4 µF par l'association en parallèle de deux condensateurs de 2 µF.

B. — La documentation

Tout appareil fourni à un utilisateur doit être accompagné d'une documentation, comportant au moins une notice d'emploi, et, de préférence, une notice très complète indiquant les principes de l'appareil, sa consti-

tution et son fonctionnement. Il existe encore certains constructeurs refusant de fournir le schéma des appareils qu'ils vendent, même à leurs clients. Ils dénotent par là un manque d'intelligence positivement remarquable, car si quelqu'un veut copier leur appareil, il aura vite fait d'en relever le schéma détaillé; les quelques ruses puériles telles que l'utilisation de résistances camouflées en condensateurs, ou marquées de fausses valeurs ou suivant un code, ne le tromperont pas très longtemps. Un appareil doit ogligatoirement être fourni avec son schéma très détaillé et des indications parfaitement explicites sur son fonctionnement.

La rédaction de la notice de l'appareil n'est pas un travail aussi simple que l'on le croit généralement. Une notice idéale serait celle qui permettrait, à un homme n'ayant jamais vu le constructeur de l'appareil ni jamais manipulé d'appareil analogue, d'utiliser son instrument à la perfection et de le dépanner sans avoir besoin d'aucune autre documentation que les renseignements contenus dans la notice.

On peut, le plus souvent, réaliser cette notice selon un plan immuable qui est le suivant :

Dans un premier chapitre « généralités », on expose sommairement le but de l'équipement, le principe de base utilisé pour atteindre ce but et la désignation du matériel : nombre d'ensembles ou de sous-ensembles constituant l'équipement. Ce chapitre doit être très succinct. Il a pour but de servir d'introduction aux suivants, et doit pratiquement se limiter à une page (en comptant la page dactylographiée à simple interligne pour moins de 3.000 lettres et espaces).

A titre d'exemple, donnons quelques extraits d'une notice typique que l'on pourrait rédiger pour un radar de conduite de tir :

But de l'équipement. Le radar a pour but de repérer un avion dans un certain rayon puis, après une manœuvre dite d'accrochage, de suivre automatiquement la position de cet avion sans intervention de l'opérateur et de transmettre cette position à une batterie de D.C.A. qui reste pointée sur l'avion, compte tenu des corrections de tir relatives à la vitesse, à la direction et à la distance du mobile.

Principe de fonctionnement. — Un émetteur envoie régulièrement des ondes centimétriques en impulsions brèves. L'avion à détecter réfléchit ces ondes et les renvoie vers un récepteur situé à côté de l'émetteur.

Le temps d'aller et retour des ondes renseigne sur la distance de l'avion, et la variation de l'intensité des échos au cours de la rotation du faisceau d'ondes émises autour d'une direction déterminée renseigne sur la position angulaire de l'avion.

Des servomécanismes utilisent ces renseignements pour maintenir l'antenne du radar toujours braquée sur l'avion.

Les indications de direction et de distance sont retransmises à un calculateur qui tient compte des corrections de tir à apporter.

Les indications du calculateur sont retransmises à la batterie de D.C.A. qui se trouve télécommandée et braquée en permanence vers le « point futur » de l'avion, c'est-à-dire vers le point où l'avion se trouvera pour que l'obus tiré par un des canons l'atteigne.

Composition de l'équipement. — L'équipement comprend :

— Un groupe électrogène alimentant les différentes parties ci-après :

— La remorque-radar proprement dite, comportant l'émetteur, le ré-

cepteur, leurs alimentations, les circuits de télémétrie, les amplificateurs de servo-mécanismes;

— Le bloc-antenne comprenant l'antenne d'émission-réception et les servo-moteurs de déplacement;

— La remorque-calculateur, qui comprend les circuits tenant compte des indications du radar pour élaborer les données du tir et les amplificateurs de servo-mécanismes pour les servo-moteurs de la batterie de D.C.A.;

— L'ensemble des servo-moteurs destinés à actionner les canons.

Comme on le voit, ce premier chapitre est très court.

Le deuxième chapitre traite du fonctionnement. Il faut le subdiviser ainsi :

a) Fonctionnement d'ensemble, accompagné du schéma-bloc général peu détaillé, matérialisant la « composition de l'équipement » telle qu'elle apparaît au chapitre 1 avec quelques détails en plus;

b) Fonctionnement détaillé de la partie *A* de l'équipement, avec un schéma-bloc détaillé de cette partie, un schéma de câblage très précis, une explication du fonctionnement de tous les montages de base intervenant dans l'ensemble et une justification partielle des solutions adoptées;

c) Fonctionnement détaillé de la partie *B* de l'équipement, exactement sur le même plan qu'au paragraphe *b*;

d) Fonctionnement détaillé de la partie *C* (nous avons supposé que l'ensemble de l'équipement se décomposait en parties *A, B, C*);

j) Interconnexions des différentes parties.

Le troisième chapitre traite de l'utilisation; on peut le subdiviser ainsi :

a) Mise en état de fonctionnement de l'ensemble : branchement des différentes parties, assemblages des pièces éventuellement démontées pour le transport ou le stockage, vérifications à effectuer avant la mise en route;

b) Mise en route, avec indication de l'ordre des opérations, des contrôles éventuels à faire lors de la mise en route, des fausses manœuvres à éviter et de leurs conséquences possibles pour l'appareil ou l'opérateur;

c) Réglages, avec indication de l'ordre dans lequel on doit effectuer ces réglages, de leur importance et de la précision avec laquelle ils doivent être faits (il s'agit ici des commandes d'exploitation et non des réglages relevant des commandes de maintenance);

d) Utilisation proprement dite, avec indication des méthodes d'utilisation permettant d'arriver au meilleur résultat;

e) Arrêt de l'ensemble, précisant l'ordre des opérations et les précautions éventuelles à prendre avant l'arrêt ou tout de suite après;

f) Mise en position d'attente, avec indication des démontages partiels à effectuer pour mettre le matériel en position d'attente, en stock ou pour le transporter;

g) Précautions à prendre pour le stockage : graissage périodique des parties mécaniques, renouvellement des cartouches de desséchant éventuel, vérification de l'état de certains isolants;

h) Liste détaillée des performances de l'appareil, présentée sous forme de tableau numérique, aussi complet que possible. Cette liste détaillée sera d'ailleurs utilement répétée au début ou à la fin de la notice, à un endroit où on la retrouve facilement, car on la consulte très souvent.

Le quatrième chapitre traite de la maintenance. Il est presque impossible d'en donner une subdivision typique, car le développement de ce chapitre est très variable suivant le type d'appareil. On peut dire en gros que l'on doit d'abord indiquer les remplacements à effectuer systématiquement, les procédés de localisation d'un dérangement d'après les symptômes qu'il produit, puis que l'on peut terminer par la liste des pièces détachées principales entrant dans la composition de l'appareil.

En appendice à la notice, on peut utilement reproduire quelques caractéristiques des tubes utilisés dans l'équipement, essentiellement le brochage de leur culot et les caractéristiques à exiger des différents tubes de remplacement possibles.

Tout le monde sait que « un petit croquis vaut mieux qu'un long discours ». Il sera donc très utile de placer dans la notice des illustrations aussi nombreuses et claires que possible. Les schémas sont bien entendu indispensables, mais il peut être très utile de représenter sur une série de dessins ou de photographies, simplifiées par une retouche adéquate, différentes parties de l'équipement pour expliquer la localisation des différentes commandes, par exemple, et l'aspect des sous-ensembles que l'on énumère dans le deuxième chapitre.

Les illustrations, schémas et croquis seront avantageusement disposés sur des feuilles dépliantes de sorte qu'on puisse les dégager complètement du texte et les avoir constamment sous les yeux quand on lit ce dernier. Il est en effet rare que l'on ait la chance de pouvoir disposer la totalité du texte relatif à un schéma sur la page où celui-ci est tracé, ou sur la page contiguë.

Si l'on s'est contenté de tracer le schéma au milieu du texte, comme dans un livre technique courant, on peut être amené à tourner fréquemment la page que l'on lit pour se reporter au schéma situé de l'autre côté. Tandis que l'utilisation de la feuille dépliante évite d'imposer cette sujétion au lecteur, et facilite beaucoup sa tâche quand il s'agit d'un schéma compliqué.

Si l'appareil doit être fabriqué en série, on peut envisager de faire imprimer la notice. Sinon, pour un petit nombre d'exemplaires, cette solution est extrêmement coûteuse. On utilisera avantageusement un texte dactylographié sur stencil que l'on pourra ronéotyper. Il est encore préférable d'utiliser un texte dactylographié sur des feuilles de papier calque; on augmente l'opacité des caractères en plaçant sous le calque un papier carbone noir (1) le côté encrant vers le calque, de telle sorte que les caractères soient marqués au recto par la machine à écrire et au verso par le carbone. Un tel texte peut être tiré sur papier héliographique (type « Ozalid » ou analogue) et présente l'avantage d'être plus facile à taper que les stencils et de permettre mieux qu'eux le tracé de dessins divers, ceux-ci pouvant être exécutés sur le calque à l'encre de chine, tandis que les dessins sur stencil viennent souvent assez mal au tirage.

(1) Ou mieux, un de ces carbones jaunes, dits « héliographiques », récemment apparus dans le commerce.

QUATRIÈME PARTIE

Description de quelques appareils avec commentaires sur leur réalisation

Dans les pages qui suivent, nous indiquerons la constitution de quelques appareils, étudiée surtout du point de vue de la conception d'ensemble et du calcul des quelques points délicats, sans entrer toutefois dans les plus petits détails de réalisation.

Le but de ces exemples commentés n'est pas, en effet, de constituer un recueil de solutions types dans le genre d'une schématèque, mais plus simplement de montrer comment on conçoit un appareil dans son ensemble, et comment on porte son attention sur les points les plus délicats de la réalisation.

A. — SYSTEME « SUIVEUR DE SPOT »

Le problème consiste à asservir la position d'une plume, sous laquelle un papier se déplace perpendiculairement d'un mouvement uniforme, au déplacement du spot lumineux produit sur une échelle translucide par un galvanomètre à cadre mobile et miroir. Le papier enregistre une courbe identique à celle qu'aurait produit le spot sur un film photographique mobile.

Les données supposées sont les suivantes :
Longueur de l'échelle translucide : 300 mm ;
Vitesse de déplacement du spot : 200 mm/s max. ;
Précision du positionnement de la plume à l'arrêt : 0,2 mm ;
Masse de la pièce mécanique supportant la plume : 50 g ;
Luminosité du spot : aussi grande que l'on veut ;
Forme du spot : triangle isocèle (fig. 142) ;
Déplacement du spot : horizontal ;
Accélération maximum du spot : 2.10^2 cm/s/s.

Cette dernière donnée signifie que le spot met au moins 0,1 seconde pour atteindre sa vitesse maximum de 200 mm/s.

Nous nous trouvons en présence d'un système utilisant un moteur commandé par un spot lumineux qu'il doit suivre : il s'agit donc d'un servo-mécanisme.

Il y a dans chaque servo-mécanisme une pièce détachée de première importance : le moteur. Nous supposerons que nous utilisons un modèle assez employé pour les servo-mécanismes de faible puissance : le Birotax. Les caractéristiques de ce moteur sont les suivantes :

Tension nominale maximum. 100 V ;
Tension de crête ..... 120 V ;
Vitesse de rotation à vide .. 0,5 t/s/V ;

(la vitesse de rotation à vide est en effet proportionnelle à la tension aux bornes dans le cas d'un moteur dont le stator est un aimant permanent) :

Couple . ... 2,8 cm.g/mA ;

(le couple est en effet proportionnel à l'intensité qui traverse le moteur) :

Résistance interne 700 Ω ;
Intensité de démarrage à vide 0,5 mA ;
Intensité de crête .. .. 70 mA ;
Moment d'inertie ..... 40 g.cm².

Ce moteur comporte une dynamo tachymétrique incorporée qui délivre une tension de 0,17 V/t/s.

Avant de procéder à la détermination du reste du servo-mécanisme, voyons si nous pouvons résoudre le problème posé avec le Birotax.

D'abord, nous déterminerons le rapport de démultiplication entre l'arbre du moteur et le déplacement de la plume.

La tension nominale maximum aux bornes du moteur étant de 100 V, sa vitesse limite à vide est : $100 \times 0,5 = 50$ t/s.

Nous supposerons d'abord que cette vitesse de rotation corresponde à la plus grande vitesse de déplacement de la plume, soit 200 mm/s; un tour de moteur correspondra donc à un déplacement de la plume de 4 mm.

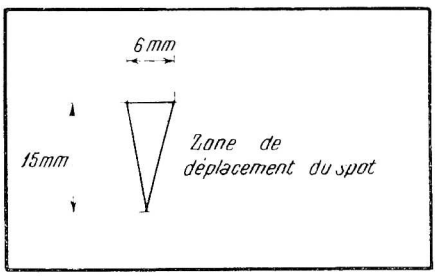


Fig. 141. — Cotes du spot lumineux qu'il s'agit de faire suivre par le dispositif « suiveur de spot ».

Voyons maintenant l'effet de l'inertie de la plume. Pour un tour du moteur, celle-ci se déplace de 4 mm; tout se passe comme si la masse de la plume, reportée sur l'axe du moteur, se trouvait répartie à une distance de cet axe telle qu'en un tour, elle ait parcouru 4 mm, soit un rayon de $4/2\,\pi = 0,64$ mm. Le moment d'inertie correspondant sera dès lors de :

$$50\ (0{,}064)^2 = 0{,}2\ \text{g/cm}^2,$$

ce qui est rigoureusement négligeable par rapport aux 40 g/cm² de l'induit du moteur. En d'autres termes, si nous avions eu au départ une masse de 500 g pour le chariot porte-plume, cela n'aurait pas eu d'importance, le moment d'inertie équivalent n'étant que de 2 g/cm², soit seulement 0,05 de celui de l'induit.

Ce résultat semble déjà indiquer que nous avons mal choisi le rapport de démultiplication entre la rotation du moteur et la translation de la plume. En effet, dans un servo-mécanisme bien adapté, il est préférable que l'inertie de la pièce entraînée, ramenée sur l'axe du moteur, corresponde à un moment d'inertie de l'ordre de grandeur de celui du moteur.

Si nous faisons passer dans l'induit le courant maximum admis de 70 mA, il en résulte un couple sur l'induit de : $70 \times 2{,}8 = 196$ cm/g. Pour la facilité des calculs, nous emploierons le système C.G.S.; et nous convertirons ce couple en cm.dyne, soit 2.10^5 cm.dynes.

L'accélération angulaire (en radians/seconde par seconde ou, abréviativement *r/s/s* que prend un solide tournant de moment d'inertie K soumis à un couple C est :

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} = \frac{C}{K},$$

α servant à repérer la rotation du solide tournant (angle exprimé en radians, ou symboliquement *r*), soit ici :

$$\frac{2.10^5}{50} = 5.10^3\ \text{r/s/s}.$$

Un tour de l'induit, soit 6,28 r, correspondant, nous l'avons vu, à 4 mm de déplacement de la plume, un radian correspond donc à $4/6{,}28 = 0{,}64$ mm; et une accélération de l'induit de 5.10^3 r/s/s correspond donc à une accélération du chariot de : $5.10^3 \times 0{,}64 = 3200$ mm/s/s, ce qui est assez large puisque l'on demande une accélération maximum de 2000 mm/s/s.

Jusqu'à maintenant, rien n'est donc intervenu qui nous interdise d'utiliser le Birotax. Examinons maintenant le problème de la précision.

Dans un servo-mécanisme, la précision statique est conditionnée par les frottements. Nous aurons celui du moteur, qui est défini par l'intensité de démarrage (0,5 mA, soit un couple de démarrage de 1,4 cm/g) et celui du chariot mobile. Si nous supposons que celui-ci glisse sur des rails métalliques, sans aucun lubrifiant (la viscosité risquerait de compromettre les performances d'accélération), le coefficient de frottement du bronze sur l'acier, à sec, est de l'ordre de 0,2, ce qui donne une force de frottement de 10 g si l'on ne tient compte que du poids du chariot.

En raison de la démultiplication adoptée (4 mm par tour), 10 g d'effort sur le chariot représentent un couple de $10 \times 0{,}064 = 0{,}64$ cm/g sur l'axe, puisque tout se passe comme si le chariot était tiré par une ficelle qui s'enroule sur un tambour solidaire de l'arbre du moteur et dont le rayon serait de 0,064 cm.

On voit que, là aussi, le frottement du chariot n'intervient que peu par rapport à celui du moteur proprement dit. En fait, il faudra, pour calculer

l'effort de frottement du chariot, tenir compte d'une force d'appui sur les guides supérieure au poids, mais il est possible de guider le chariot par un système de galets qui abaissera considérablement le coefficient de frottement.

Il faut que notre servo-mécanisme soit tel que le courant envoyé dans le moteur varie de plus de 0,75 mA quand le chariot se déplace de 0,2 mm. En effet, pour vaincre les frottements (moteur + chariot) il faut un couple de 1,4 + 0,64 = cm.g, soit une intensité de 2,04/2,8 = 0,73 mA puisque le couple moteur est de 2,8 cm.g par mA. Le moteur pourra donc entraîner le tout s'il est parcouru par un courant de plus de 0,73 mA. Adoptons 0,75 par sécurité : il faudra que le moteur mette le chariot en route si l'on déplace celui-ci de plus de 0,2 mm à partir de la position d'équilibre.

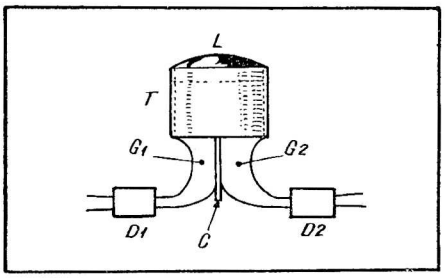


Fig. 143. — Tête mobile du système « suiveur de spot » comportant deux photo-diodes au germanium et deux conduits à lumière.

Passons à la réalisation pratique de notre ensemble.

Le chariot supportant le dispositif sensible à la lumière comportera une optique qui concentrera l'image du spot sur un système diviseur de lumière, répartissant celle-ci sur deux cellules.

Comme il s'agit de faire un chariot relativement léger (non à cause de son inertie, dont nous avons vu qu'elle était encore négligeable pour un chariot de 500 g, mais à cause des frottements qui étaient déjà sensibles pour un chariot de 50 g), nous utiliserons de préférence les plus petits éléments photo-sensibles : deux photo-diodes au germanium.

Il sera intéressant de canaliser la lumière vers ces photo-diodes, et un bon moyen est l'utilisation de pièces en plexiglas argenté (ou lucite) qui permettent de canaliser un flux lumineux à peu près comme un liquide dans un tuyau.

Une disposition possible est celle que représente la figure 143 : au bout d'un tube métallique T se trouve une lentille L, qui forme l'image du spot sur deux guides à lumière, G_1 et G_2. Une cloison C, qui se termine exactement dans le plan de l'image, sépare les deux guides, lesquels canalisent la lumière vers les photo-diodes D_1 et D_2 (on a fait en sorte que la lumière soit essentiellement concentrée sur la zone sensible des photo-diodes, qui est une mince bande au voisinage de la jonction).

Supposons que la lentille L soit disposée de sorte que l'image qu'elle fournit du spot soit égale à ce dernier, autrement dit que la distance entre la lentille et la règle translucide sur laquelle se forme le spot soit égale au double de la distance focale de L.

Partons de la position d'équilibre, dans laquelle nous supposerons que l'image du spot est telle que la pointe inférieure de celui-ci forme image exactement sur la cloison C (les flux lumineux reçus par les deux cellules

sont alors égaux, C étant une cloison verticale). On calcule aisément qu'un déplacement de 0,2 mm du spot, ou du chariot ce qui revient au même, à partir de cette position provoque un accroissement de flux lumineux de l'ordre de 0,1 pour une des diodes, et une diminution équivalente pour l'autre.

Il faudra donc que l'amplificateur soit tel que ce déséquilibre fasse passer dans le moteur un courant supérieur à 0,75 mA, autrement dit que la tension de sortie de l'amplificateur soit, pour ce déséquilibre, de $0{,}75 \cdot 10^{-3} \times 700 = 0{,}52$ V, puisque la résistance ohmique du moteur est de 700 Ω.

Il va maintenant falloir s'occuper de la stabilisation du servo-mécanisme, et on empêchera celui-ci de « pomper » en injectant à l'entrée de l'amplificateur excité par la différence des tensions des photo-diodes une partie de la tension de la dynamo tachymétrique couplée au moteur [244 - 245 - 246].

Nous avons vu que la quasi-totalité de l'inertie provenait de l'induit lui-même; nous ne tiendrons donc pas compte de celle du chariot.

Si nous repérons la position de l'induit du moteur par l'angle α, l'équation différentielle du mouvement du moteur autour de sa position d'équilibre sera :

$$K \frac{d^2\alpha}{dt^2} + A \frac{d\alpha}{dt} + C\alpha = 0.$$

Dans cette équation, K est le moment d'inertie du moteur, A est l'amortissement (introduit par la réaction de la dynamo tachymétrique) et C exprime le coefficient de proportionalité entre l'angle dont on a écarté le moteur de sa position d'équilibre et le couple de rappel qui en résulte.

Or nous connaissons K, qui est égal à 40 g.cm², et C. En effet, nous avons dit que nous ferions en sorte que, pour un déplacement de 0,2 mm du chariot, le couple du moteur serait de 2,04 cm.g; ce déplacement correspond à une rotation de $0{,}2/0{,}64 = 0{,}31$ r puisque le chariot se déplace de 0,64 mm par radian de rotation du moteur.

Le couple de 2,04 cm.g correspond, en unités C.G.S., à 2.10^3 cm.dynes, le coefficient C est donc :

$$\frac{2.10^3}{0{,}31} = 6{,}4.10^3 \text{ cm.dynes/radians.}$$

La théorie des équations différentielles du second ordre à coefficients constants et sans second membre nous dit que :

1°) Si A est petit, le système oscillera en oscillations amorties, dont la période sera d'autant plus voisine de $T = 2\pi \sqrt{\frac{K}{C}}$ que A est plus petit.

2°) Que le système sera à l'amortissement critique pour $A^2 = 4CK$.

Donc, si A est trop petit, l'oscillation du système aura lieu avec une période

$$T = 6{,}28 \sqrt{\frac{40}{6{,}4.10^3}} = 0{,}5 \text{ s,}$$

soit une oscillation à 2 périodes par seconde.

L'amortissement critique sera obtenu pour

$$A = 2\sqrt{CK} \quad \text{soit} \quad A = 2\sqrt{40 \cdot 6{,}4.10^3} = 10^3$$

(les résultats sont donnés à 0,01 près). Autrement dit, il faudra que, pour une rotation du moteur à 1 r/s, l'effet de la tension de dynamo tachymétrique soit un couple de 1000 cm/dynes, c'est-à-dire un courant dans le moteur de 0,36 mA. Or, on sait qu'une rotation de 1 r/s fournit une tension de 0,027 V aux bornes de l'induit de la dynamo, qui donne 0,17 V pour 1 tr/s soit 6,28 r/s.

Ce taux de réaction conduit à une limitation de la vitesse maximum de déplacement du chariot. En effet, lorsque le spot lumineux est entièrement recueilli par une des photo-diodes, c'est à ce moment que le déséquilibre est maximum. Le flux lumineux sur une des photo-diodes a doublé depuis la position d'équilibre, sur l'autre il s'est annulé. On voit que le déséquilibre est 10 fois plus grand que pour un déplacement de 0,2 mm du spot (qui conduisait à un courant de 0,75 mA dans le moteur).

Ce déséquilibre conduit donc à un courant de l'ordre de 7,5 mA dans le moteur (nous supposons que l'amplificateur actionnant le moteur est un amplificateur de *courant,* sa sortie ayant une grande résistance interne). Le moteur va donc, sous l'effet de ces 7,5 mA, accélérer jusqu'à ce que la tension due à la dynamo tachymétrique équilibre ces 7,5 mA.

Or, nous avons vu que la tension de dynamo tachymétrique produisait un courant dans le moteur de 0,36 mA par r/s; dont l'effet de cette dynamo équilibrera donc l'action du déséquilibre pour une vitesse de 7,5/0,36 = 19,5 r/s. A cette vitesse maximum, le chariot se déplacera à une vitesse de 12 mm par seconde.

Nous ne pouvons donc pas remplir, tant s'en faut, la condition de vitesse maximum du chariot, soit 200 mm/s. La plupart des valeurs adoptées jusqu'ici nous ont été imposées, soit par les caractéristiques des pièces utilisées, soit par des calculs simples à partir des éléments du cahier des charges. Il y a toutefois une valeur que nous avons choisie plus arbitrairement : le rapport de démultiplication du moteur. Nous avons en effet supposé que, pour un tour du moteur, le chariot se déplaçait de 4 mm. Nous n'aurions pu choisir une valeur inférieure, car le chariot n'aurait pas pu se déplacer à la vitesse imposée de 200 mm/s; mais nous pouvions adopter une valeur supérieure.

Un projet de servo-mécanisme n'est jamais parfait du premier jet. Nous allons reprendre les calculs en supposant maintenant que, pour un tour du moteur, le chariot se déplace de p cm, p étant supérieur à 0,4. Nous passerons rapidement sur les calculs, en indiquant seulement les résultats principaux.

Un radian de rotation du moteur correspond donc à : $\frac{p}{6{,}28}$ cm de déplacement du chariot, ou 1 cm de déplacement du chariot à $6{,}28/p$ radian de rotation du moteur. Le rayon équivalent, rayon de l'axe lié au moteur sur lequel devrait s'enrouler une ficelle qui tirerait le chariot, est donc : $p/6{,}28$ cm. L'inertie du chariot, ramenée sur cet axe, correspond à un moment d'inertie de :

$$50 \left(\frac{p}{6{,}28} \right)^2 = 1{,}26\ p^2 \text{ en g.cm}^2 ;$$

le moment d'inertie total (celui du moteur plus celui équivalent au chariot sur l'axe) sera donc : $K = 40 + 1{,}26\ p^2$ g.cm^2. Le frottement sec du chariot (9800 dynes), ramené sur l'axe du moteur, correspondra donc à un couple de :

$$9800 \cdot \frac{p}{6{,}28} = 1560\ p \text{ en cm.dynes} ;$$

le couple de frottement sec total (moteur plus chariot ramené sur l'axe) sera donc : $1375 + 1560\ p$ cm.dynes.

Pour un déplacement de 0,2 mm du chariot (soit une rotation de $0{,}02 \cdot \frac{6{,}28}{p} = \frac{0{,}126}{p}$ radian du moteur), il faut que le couple sur l'axe moteur soit supérieur au frottement sec total qui est $1375 + 1560\ p$; nous prendrons donc une constante de couple, en cm.dynes par radian de :

$$C = (1375 + 1560\ p) : \frac{0{,}126}{p} = \frac{(1375 + 1560\ p)\ p}{0{,}126} = 10\,900\ p + 12\,400\ p^2.$$

Connaissant maintenant K et C dans l'équation différentielle du mouvement, nous allons calculer la valeur de A, coefficient d'amortissement critique :

$$A = 2\sqrt{CK} = 2\sqrt{(10\,900\ p + 12\,400\ p^2)\ (40 + 1{,}26\ p^2)}.$$

Quand le chariot se déplace à la vitesse maximum demandée, soit 20 cm/s, la vitesse angulaire du moteur est :

$$\omega = 20 \cdot \frac{6{,}28}{p} = \frac{125{,}6}{p} \text{ r/s.}$$

L'effet de la dynamo tachymétrique est alors équivalent à un couple freinant appliqué à l'arbre du moteur et de valeur

$$C' = A\omega = \frac{251}{p}\sqrt{(10\,900 + 12\,400\ p)\ p\ .\ (40 + 1{,}26\ p^2)}.$$

Le dépointage D du servo-mécanisme (écart entre la position du chariot et celle du spot) doit être tel que la tension d'erreur qui en résulte fournisse sur l'axe du moteur un couple moteur au moins égal à C', couple de freinage dû à l'amortissement. Pour un dépointage D, l'erreur de position angulaire α du moteur est : $\alpha = D \cdot \frac{6{,}28}{p}$ radian. Nous connaissons la constante de couple C donnant le couple moteur par radian de dépointage. Pour une erreur angulaire de α radian, le couple moteur vaut donc $C\alpha$, soit ici : $(10\,900\ p + 12\,400\ p^2)\ D \cdot \frac{6{,}28}{p}$ cm.dyne. Ecrivons que ce couple

est égal au couple freinant C' d'amortissement calculé plus haut, ce qui donne, toutes simplifications faites :

$$D = 0{,}40 \sqrt{\frac{40 + 1{,}26\ p^2}{1{,}09\ p + 1{,}24\ p^2}}.$$

Prenons l'hypothèse précédente : $p = 0{,}4$; nous trouvons D = 3,28 cm, autrement dit il faudrait une erreur de 3,28 cm pour communiquer au chariot la vitesse requise, ce qui évidemment impossible, puisque la tension d'erreur ne croît plus quand on dépasse une erreur de 0,3 cm, en raison de la dimension du spot qui, à partir d'une erreur de 3 mm tombe entièrement sur une des cellules.

Des essais tentés sur l'expression de D avec d'autres valeurs de p nous montrent que pour $p = 1$, la valeur D tombe à 1,68 cm, que pour $p = 2$ elle est égale à 1 cm; ensuite on ne gagne plus autant. Nous allons donc envisager $p = 2$, autrement dit chaque tour du moteur correspondant à un déplacement de 2 cm du chariot. L'inertie du chariot, ramenée sur le moteur, correspond alors à un moment d'inertie de $1{,}26.2^2 = 5$ g.cm², ce qui n'est encore que 1/8 de celui du moteur mais n'est plus entièrement disproportionné comme dans le cas de $p = 0{,}4$. Nous ne prendrons pas une valeur de p plus grande parce que le frottement sec du chariot ramené sur l'axe du moteur correspond déjà à 3120 cm.dynes (soit 2,27 fois celui du moteur) avec $p = 2$. Toutefois, si l'on peut réaliser un frottement sec du chariot inférieur à 9800 dynes, on aura intérêt à prendre $p = 3$, ou même $p = 4$ (dans ce cas, D tombe à 0,63 cm). De toutes façons, avec $p = 2$, nous ne pouvons pas arriver à la vitesse de 20 cm/s parce que la tension d'erreur maxima est obtenue pour un dépointage de 0,3 cm et qu'elle correspond seulement à 10 fois celle que l'on obtient pour un dépointage de 0,2 mm.

Nous allons pallier cette difficulté :

1°) En plaçant devant les photo-diodes des masques de forme appropriée pour que la tension d'erreur varie encore lorsque la totalité du spot est du même côté de la cloison séparant les photo-diodes;

2°) En introduisant un écrêtage de la tension de contre-réaction qui fasse en sorte que, au-delà d'une certaine vitesse de rotation du moteur, la tension de contre-réaction ne croisse plus.

Supposons que, par le système des caches, nous ayons obtenu une tension d'erreur maximum 20 fois (et non 10 fois) plus forte que celle correspondant à une erreur D de 0,2 mm. Cette tension correspond donc à celle que provoquerait un dépointage D de $20 . 0{,}2 = 4$ mm, en supposant que la tension d'erreur reste proportionnelle au dépointage. Comme il faut un dépointage de 1 cm pour atteindre la vitesse de 20 cm/s, nous ne pourrions obtenir, avec 0,4 cm, que la vitesse maximum de $0{,}4 \times 20 = 8$ cm/s. Le moteur tourne alors à la vitesse de : $8 . \frac{6{,}28}{p} = 25$ r/s (avec $p = 2$) ou 4 t/s, et la dynamo nous fournit alors une tension de $4 \times 0{,}17 = 0{,}68$ V. Si nous nous arrangeons pour que la tension de la dynamo soit écrêtée à une valeur de cet ordre de grandeur, un peu inférieure pour la sécurité de fonctionnement (par exemple 0,55 V), nous pourrons atteindre la vitesse limite demandée.

Plutôt qu'un véritable écrêtage, il vaut mieux introduire dans la chaîne de contre-réaction (chaîne mélangeant la tension de la dynamo à la tension d'erreur préalablement amplifiée) un système non-linéaire qui diminue le gain de cette chaîne quand la tension de la dynamo s'approche de 0,6 V, en conservant, pour les faibles valeurs de tension de dynamo, la valeur du gain imposé par la constante A calculée plus haut.

Nous nous sommes beaucoup étendu sur le calcul de ce système pour montrer les embûches d'un servo-mécanisme, et pour donner un exemple des différents calculs que l'on peut avoir à exécuter dans l'établissement

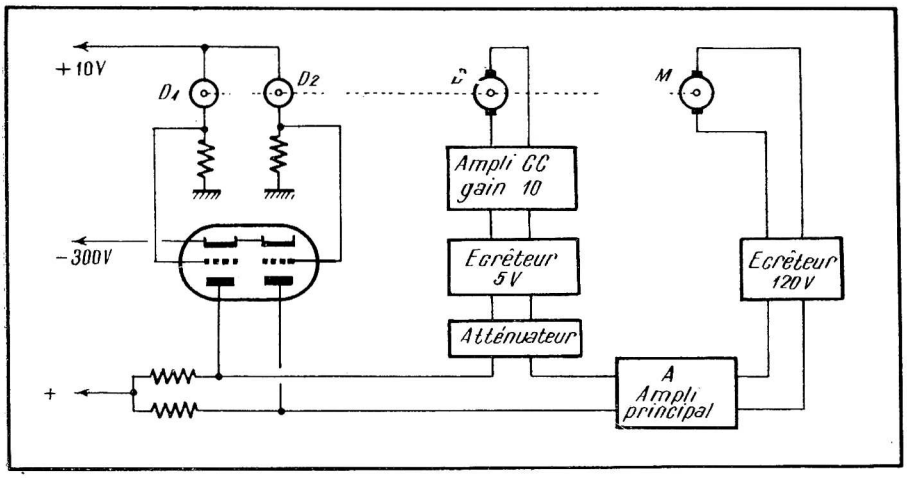


Fig. 144. — Amplificateur de servo-mécanisme du « suiveur de spot » avec son système de saturation de la tension de contre-réaction.
Une résistance doit être intercalée entre la connexion des cathodes et le — 300 V.

d'un ensemble comportant un servo-moteur. Pour terminer cet exemple, examinons le schéma semi-bloc de l'ensemble tel que le représente la figure 144.

L'étage d'entrée de l'amplificateur A actionnant le moteur utilise une double triode. On voit que les cathodes de ces triodes sont réunies entre elles et, par une résistance de grande valeur, reliées à un point à potentiel très négatif. Cette disposition a pour effet de rendre les tensions de sortie de ces triodes très sensibles à la différence des tensions appliquées à leurs grilles, mais très peu sensibles à la valeur moyenne de ces tensions [214]. Nous avons réalisé ainsi un amplificateur différentiel dont le facteur de mérite est élevé. Nous pouvons faire en sorte que l'amplificateur A augmente encore ce facteur, afin que le courant qui traversera le moteur M soit seulement fonction du déséquilibre des éclairements des photo-diodes.

L'amplificateur se termine par deux penthodes puisque nous avons décidé que sa résistance de sortie serait grande. C'est évidemment un amplificateur à couplages continus, éventuellement muni de réseaux correcteurs ayant pour effet de faire croître le gain avec la fréquence, ce qui provoque un déphasage en avant des tensions alternatives appliquées à l'entrée et augmente la stabilité de l'amplificateur.

Puisque la dynamo tachymétrique n'agit plus au-delà d'une certaine vitesse, on limite la tension maximum de sortie de l'amplificateur de sorte qu'elle ne puisse dépasser les 120 V maximum que l'on peut appliquer au moteur, ce qui est réalisable par un système à saturation ou une résistance non-linéaire.

Pour écrêter efficacement la tension de la dynamo D, on l'amplifie au préalable 10 fois avec un amplificateur à courant continu avant de l'appliquer à l'écrêteur 5 V, car il est difficile d'écrêter exactement à 0,5 V sans atténuer quelque peu les tensions plus faibles. On fait suivre cet ensemble amplificateur-écrêteur d'un atténuateur qui permet de doser le taux de contre-réaction.

Comme on l'a vu, les difficultés rencontrées dans la réalisation du « suiveur de spot » viennent surtout de problèmes théoriques relevant du calcul des servo-mécanismes.

B. — SYSTEME DE SECURITE D'UNE CENTRALE NUCLEAIRE

Le problème est le suivant : étant donné une centrale électrique fonctionnant à l'énergie nucléaire (nous anticipons à peine sur les réalisations actuelles), il convient d'installer, dans les différents locaux où se tiennent les membres du personnel, des dispositifs de surveillance devant donner l'alarme dès qu'en un endroit le niveau de la radio-activité dépasse un certain seuil.

Etant donnée la nature des produits radio-actifs et le danger qui résulte, pour le personnel, de leur présence, car ils émettent des rayonnements γ ou β dur, on pourra utiliser des tubes de Geiger. Toutefois, la longévité de ces tubes étant limitée, le dispositif les utilisant peut être sujet à des défaillances. Il est donc indispensable de prévoir un système d'alarme déclenché dès que l'un des tubes cesse de fonctionner normalement, ce qui a lieu généralement par baisse de sa sensibilité.

Nous choisirons un modèle de tube de Geiger dit auto-coupeur, à halogène, fonctionnant sous une différence de potentiel de 300 à 400 V, et nous en placerons un dans chaque endroit susceptible d'être contaminé.

Comme les différents tubes se trouveront vraisemblablement à une grande distance du poste central de surveillance, il conviendra de tenir compte de la grande longueur des câbles de liaison. Ces derniers seront choisis du type coaxial et présenteront, vu leur longueur, une capacité considérable dont il sera indispensable de tenir compte. Afin d'éviter l'atténuation que subiraient les brèves impulsions à transmettre à cause de cette capacité, nous utiliserons, à la suite de chaque tube de Geiger, un étage adaptateur à charge cathodique qui abaissera l'impédance de sortie.

Nous utiliserons des coaxiaux dont l'impédance caractéristique sera de 100 Ω, valeur assez courante. Pour parfaire l'adaptation, nous pousserons le raffinement jusqu'à ajuster l'impédance de sortie de chaque étage à

liaison cathodique à 100 Ω, indépendamment de la résistance de 100 Ω que nous mettrons, au poste central, au bout de chaque coaxial. Ainsi, chaque coaxial se trouvera fermé sur son impédance caractéristique à ses deux extrémités, ce qui supprimera toute possibilité d'écho.

Si nous prenons comme étage à liaison cathodique un tube 12AT7 dont les deux triodes seront montées en parallèle, nous arriverons facilement à une pente globale de 8 mA/V ce qui conduira à une valeur d'impédance de sortie égale à 125 Ω. Encore faudra-t-il tenir compte de la résistance que l'on mettra entre les cathodes et la masse, et qui sera en parallèle avec ces 125 Ω. Il suffira donc que cette résistance cathodique soit de 500 Ω pour que l'ensemble soit égal à 100 Ω.

Comme nous devons envoyer le courant de chauffage du tube à une distance qui pourra être grande, nous aurons tout intérêt à brancher les deux sections du filament de la 12AT7 en série (12,6 V — 0,15 A) et non en parallèle (6,3 V — 0,3 A) comme on le fait en général dans les montages utilisant ce tube.

Si nous tolérons une chute de tension de 2 V au maximum le long des conducteurs amenant le courant de chauffage, il faudra donc que la résistance totale (fil d'aller + fil de retour) soit inférieure à 2/0,15 = 13,3 Ω.

Or, la résistance d'un fil de cuivre de section s et de longueur L est :

$$R = \frac{1}{60} \cdot \frac{L}{s}$$

avec L en mètres, s en millimètres carrés et R en ohms. Nous pourrons donc avoir :

800 m de fil de 1 mm² de section (diamètre 1,2 mm);
400 m de fil de 0,5 mm² (fil de 0,8 mm);
200 m de fil de 0,25 mm² (fil de 0,6 mm).

Nous utiliserons donc du fil de 1,2 mm pour le courant de chauffage si le tube de Geiger est à 400 m du poste central, soit 800 m de fil aller et retour.

Pour diminer le nombre de conducteurs, nous alimenterons les deux anodes de la 12AT7 par la même source de haute tension que le tube de Geiger, en plaçant au besoin une résistance chutrice en série dans le circuit de ces anodes, ainsi qu'un condensateur de découplage, ceci dans le but de réduire la dissipation anodique de la 12AT7.

La gaine du coaxial servira de retour au pôle négatif H. T., mais nous ne l'utiliserons pas comme retour pour le filament, car nous risquerions de provoquer des ronflements qui pourraient être gênants.

Chaque « poste de comptage » se présentera donc comme l'indique la figure 145. La résistance R_2 sert à découpler le tube de Geiger, ainsi que le condensateur C_2. Vu la valeur extrêmement faible du courant moyen traversant le tube, la chute de tension moyenne dans R_2 est très faible, même si cette résistance est de l'ordre du mégohm. La résistance R_3 est la charge du tube de Geiger, que nous avons supposé du modèle à enveloppe de verre, ayant un cylindre cathodique isolé; elle vaut de 1 à 3 MΩ. La résistance R_1 joue un double rôle : elle contribue au découplage du tube à liaison cathodique et elle abaisse la tension anodique de ce dernier à une valeur faible.

Tous les points à surveiller sont reliés par autant de câbles coaxiaux au poste central, et lui envoient des impulsions qui doivent être comptées ou, plus exactement, dont il convient de mesurer la cadence moyenne. Si cette cadence moyenne, provenant d'un poste de surveillance déterminé, dépasse une certaine valeur que l'expérience et les lois de protection anti-

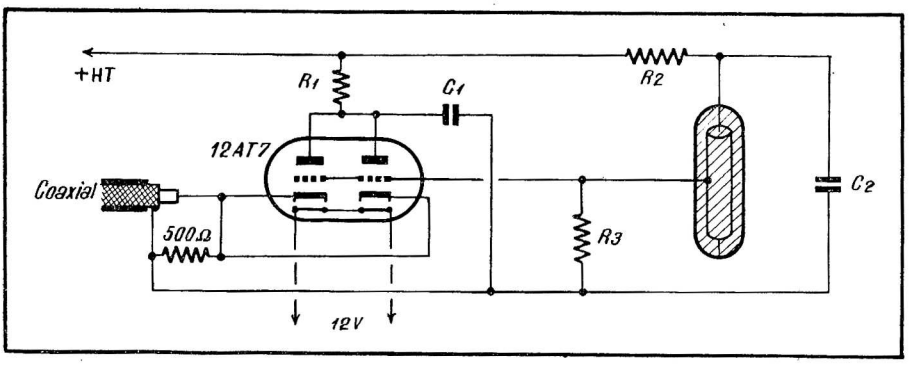


Fig. 145. — Tête sensible du système de sécurité anti-rayons gamma, comportant un tube de Geiger et un étage à liaison cathodique d'adaptation au coaxial.

rayonnements dicteront, il faudra que soit déclenchée, au poste de surveillance et au poste central, l'alarme « rayonnement nocif ». Si, au contraire, la cadence moyenne s'abaisse au-dessous d'un autre seuil, il y aura lieu de soupçonner le tube de Geiger (ou tout autre partie du circuit) d'être défectueux, et l'alarme « compteur hors d'usage » devra être déclenchée.

Nous commencerons par amplifier les impulsions qui arrivent par chaque coaxial avec un amplificateur dont la bande passante soit d'au moins 200 kHz à 3 dB, afin de ne pas perdre les impulsions fines. Dans cet amplificateur, nous utiliserons des constantes de temps de liaison très petites, car il est inutile d'amplifier les fréquences basses, vu qu'il s'agit seulement d'impulsions. Un exemple d'amplificateur de ce type est donné sur la figure 27 (page 67). A la sortie de chaque amplificateur, nous placerons un univibrateur qui transformera chaque impulsion en un signal rectangulaire de caractéristiques invariables.

Il s'agit maintenant de terminer notre appareil en l'équipant sur chaque voie d'un système à deux seuils, qui donne l'alarme quand la fréquence moyenne des impulsions devient trop forte ou trop faible. Comme ce système sera répété autant de fois qu'il y aura de voies, il mérite d'être soigneusement étudié dans le sens de sa simplification.

Un premier système, très simple, consiste à insérer un relais en série dans le circuit anodique de l'un des tubes de l'univibrateur. Bien entendu, nous utiliserons le tube qui ne débite pas quand l'univibrateur est au repos. Le courant moyen dans ce tube est, en effet, proportionnel à la cadence moyenne des impulsions, autrement dit, ce tube joue le rôle de l'intégrateur de la figure 28 (page 69).

Nous placerons donc dans le circuit anodique de ce tube deux bobinages de relais, montés en série, le premier décollant quand la cadence moyenne

des impulsions tombe au-dessous de la valeur minimum, l'autre collant si cette cadence dépasse le maximum admis. Nous arriverons donc au montage de la figure 146, où RL_1 désigne le relais le plus sensible, celui qui est normalement collé, et RL_2 celui qui ne colle qu'en cas de cadence moyenne trop élevée.

On sait que les impulsions d'un compteur de Geiger se succèdent à un rythme essentiellement erratique : il peut y en avoir cinq pendant une seconde, aucune pendant la seconde suivante, trois pendant la suivante, huit pendant la suivante... et ainsi de suite. Il faudra donc que seule la composante moyenne du courant du tube traverse les bobinages des deux relais, sinon ceux-ci vont cliqueter sans cesse. De plus, il faudra que cette moyenne soit choisie avec une constante de temps aussi grande que possible, d'autant plus grande que la cadence moyenne des impulsions normales est plus faible. Pour une cadence moyenne normale de 3 par seconde, une constante de temps de 5 à 10 secondes n'a rien d'excessif; elle est égale à la somme des résistances des bobinages de RL_1 et RL_2 et de la résistance R_1, cette somme étant multipliée par la capacité du condensateur C.

Or, la somme des résistances ne peut être très élevée, car il faut qu'il passe un courant suffisant dans les relais (et la chute de tension aux bornes de C ne doit pas être trop forte, sous peine d'altérer le fonctionnement de l'univibrateur). Ceci nous conduit à des valeurs considérables pour C.

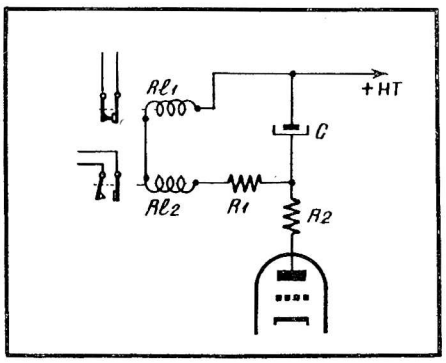


Fig. 146. — Batterie de deux relais à maximum et minimum placés dans le circuit anodique de l'univibrateur actionné par le compteur.

Par exemple, soient des relais RL_1 et RL_2 dans lesquels nous voulons faire passer un courant moyen de 0,5 mA (c'est déjà beau de trouver un relais qui colle pour une fraction de milliampère); la résistance totale résultant de leur connexion en série ne devra guère dépasser 50 kΩ, car cela représente 25 V de chute de tension dans l'ensemble des relais.

Si nous voulons une constante de temps de 10 secondes, la résistance étant de 50 kΩ, il faudra un condensateur C de 200 µF. Il s'agira donc nécessairement d'un condensateur électrolytique, dont il faudra de temps à autre vérifier que la capacité demeure suffisante et que le courant de fuite n'est pas devenu anormalement élevé. Il semble actuellement que l'on puisse fonder de grands espoirs sur les types au tantale du point de vue de leur sécurité de fonctionnement [247 - 248], mais il leur manque encore l'épreuve du temps. Nous ajusterons les seuils d'alerte par des shunts aux bornes des deux relais.

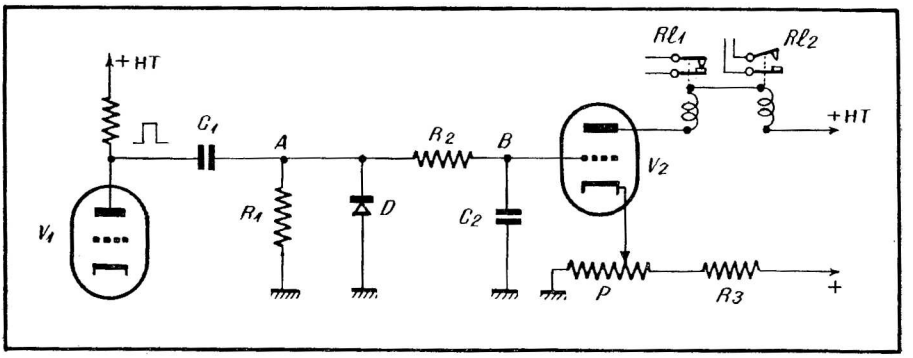


Fig. 147. — Système amélioré pour la commande des relais.

Si les essais nous ont conduits à des valeurs de condensateurs qui nous semblent incompatibles avec une bonne sécurité de fonctionnement, nous devrons adopter la solution qui est représentée par la figure 147, sur laquelle V_1 représente le tube de l'univibrateur qui débite à l'état de repos, autrement dit le tube sur l'anode duquel les impulsions rectangulaires de tension sont recueillies avec une polarité positive. Ces impulsions ayant un niveau moyen continu qui nous gêne, nous allons donc les en débarrasser par le condensateur de liaison C_1 qui ne retransmet aux bornes de R_1 que les impulsions rectangulaires, sans les déformer, la constante de temps $C_1 R_1$ étant grande par rapport à la durée des impulsions. Mais tous ceux qui se sont occupés de télévision savent qu'après une liaison R-C, les impulsions n'ont pas une tension de base bien définie; c'est pourquoi nous avons shunté la résistance R_1 par une diode à cristal D qui est la classique « diode de restitution de teinte moyenne » de télévision.

Au point A, nous avons donc des impulsions partant toujours du potentiel zéro. Le potentiel moyen du point A est donc proportionnel à la cadence moyenne des impulsions. Nous obtiendrons cette moyenne grâce au circuit intégrateur R_2 C_2, dont la constante de temps peut être considérable sans qu'il soit nécessaire d'utiliser pour cela un condensateur électrolytique. En effet, comme il ne s'agit, au point B, que d'actionner une grille de tube, on peut se permettre d'employer une résistance R_2 de plusieurs mégohms, par exemple 5 MΩ, valeur qui n'a rien d'extraordinaire. Avec une telle résistance, un condensateur C_2 de 2 μF nous permet d'obtenir une constante de temps de 10 secondes. Le potentiomètre P permet de régler la polarisation du tube V_2 et, par là, le seuil de déclenchement des relais. Un tel système est évidemment plus sûr que celui de la figure 146; il a, par contre, l'inconvénient de nécessiter une triode et une diode à cristal par canal.

Pour terminer, il reste à examiner le branchement des systèmes de contacts des relais des différentes voies. Nous voulons que la fermeture d'un des relais R_2 déclenche l'alarme au poste central et à l'endroit où le tube compteur se trouve soumis à une radiation trop élevée. Pour cela, nous utiliserons un circuit « ou », autrement dit un circuit d'addition au poste central, pour que la fermeture du contact d'un relais RL_2 *ou* d'un autre provoque le déclenchement de l'alarme. La figure 148 représente un tel montage.

Les contacts K, K', K" ... des relais RL_2 n'ont pas été exactement mis en parallèle, car cela pourrait nous gêner par la suite, mais les diodes à cristal D, D', D" ... font que si l'un quelconque de ces contacts se ferme, le relais RL_3, ayant la tension v appliquée à son bobinage, colle. Le contact K_2 de ce relais est un contact d'auto-entretien : il maintient ce relais collé, même si le contact K qui avait provoqué, par sa fermeture, le collage de RL_3

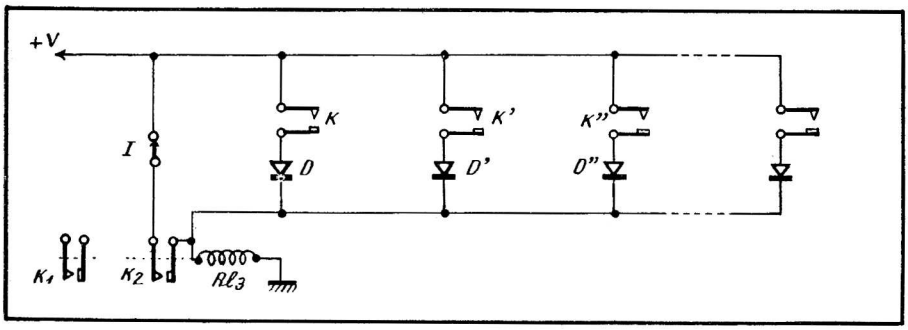


Fig. 148. — Groupement des contacts des relais pour déclencher le système d'alarme en permettant toutefois de détecter d'où vient le signal.

se rouvre. On ne peut faire décoller le relais RL_3 qu'en coupant l'interrupteur I. Le contact K_1 du relais RL_3 actionne le signal d'alarme du poste central, lequel va persister jusqu'à ce que l'on soit venu à ce poste pour ouvrir l'interrupteur I.

On peut se demander pourquoi l'on n'a pas mis tout simplement les contacts K, K', K" ... en parallèle. La raison en est qu'il faut pouvoir, au poste central, distinguer d'où vient le déclenchement de l'alarme. Chaque contact K va donc actionner pour son compte un relais à auto-entretien, ou plus simplement un tableau de signalisation, analogue à ceux que l'on utilise dans les hôtels pour faire apparaître un disque blanc devant un emplacement numéroté, permettant de repérer le numéro de la chambre dans laquelle quelqu'un a sonné. Si nous n'avions pas mis de diodes D, tous les voyants blancs seraient apparus simultanément.

Il reste encore à signaler à l'endroit même où se trouve le tube compteur que celui-ci vient d'enregistrer un rayonnement excessif. Il y a un système qui nous permettra de le faire sans ajouter un seul fil au groupe de 3 conducteurs + un coaxial qui va vers chaque ensemble compteur.

Supposons que la fermeture d'un des contacts K provoque le collage d'un relais qui débranche les fils allant au chauffage du tube à liaison cathodique de l'ensemble compteur, primitivement raccordés au poste central à une source de tension alternative de 14 V (en tenant compte des 2 V perdus par chute en ligne) et les branche sur une source de tension continue de 14 V. La commutation s'étant effectuée rapidement, l'étage à liaison cathodique continuera de chauffer normalement, mais c'est maintenant une tension continue qui se trouve aux bornes du filament de la 12AT7. Nous pouvons disposer en parallèle avec celui-ci un relais en série avec un bobinage de forte inductance qui arrêtait le courant alternatif. Le

relais collera dès que la tension de chauffage sera devenue continue (fig. 149) et appliquera la tension de 12 V sur une sonnerie ou tout autre système d'alarme local.

Nous avons pu réaliser un système d'alarme local sans ajouter un seul fil, mais nous pouvons faire encore mieux. Sur la figure 150, nous retrouvons un dispositif analogue, mais les diodes D_1 et D_2 orientent le courant vers les relais RL ou RL' suivant la polarité de la tension continue appliquée au chauffage, le courant alternatif étant toujours bloqué par le bobinage L. Suivant que l'on applique, à la place de la tension alternative normale de chauffage, du courant continu d'une polarité ou d'une autre, on peut déclencher au poste local deux signaux d'alarme différents, toujours sans ajouter un seul fil au câble alimentant chacun de ces postes.

L'alarme 1 sera l'alarme « rayonnement excessif », tandis que l'on utilisera le relais RL' pour envoyer le signal de « compteur en dérangement », moins grave pour l'immédiat, mais qui doit quand même être donné aux membres du personnel se trouvant sur place pour qu'ils sachent que le système de sécurité ne fonctionne plus.

Au poste central, tous les contacts des relais de minimum, appelés RL_1 sur les figures 146 et 147, sont mis en série : l'ouverture de l'un de ces contacts provoque l'ouverture du circuit emprutant tous les contacts en série, et l'extinction d'un voyant sur le panneau du poste central. On peut

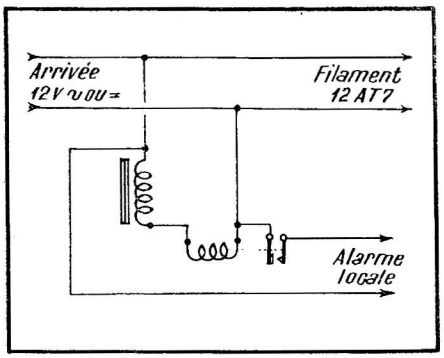


Fig. 149. — Système de redresseur permettant d'envoyer le signal d'alarme local sur le circuit de chauffage du tube sans perturber celui-ci.

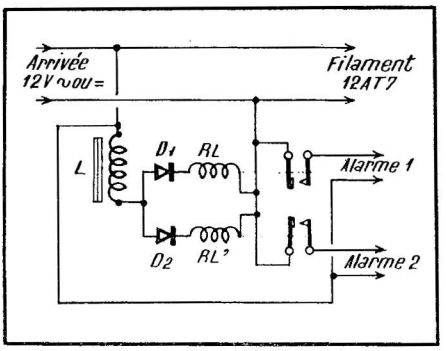


Fig. 150. — Perfectionnement du système de la figure 149, permettant d'envoyer deux signaux d'alarme locaux différents sur le même circuit.

mettre en série avec ce voyant un relais à contact « repos », normalement collé, dont le contact repos met en route, par sa fermeture, le signal d'alerte « compteur en dérangement ».

Ces différentes considérations sur les emplois de contacts de relais ont été développées ici pour montrer le genre de problèmes que l'on peut avoir à résoudre avec des systèmes de relais, celui qui est envisagé ici ayant été pris à dessein très simple.

La réalisation de notre appareil pourra se faire de différentes manières. Toutefois, étant donné qu'il s'agit au poste central d'une série d'ensembles identiques, il pourra être intéressant de constituer ceux-ci par des petits

châssis à enfichage, dans le style des bloc « plug-in » que l'on remplace immédiatement en cas de panne pour pouvoir dépanner à loisir l'élément défectueux sans interrompre pour cela le fonctionnement de l'appareil plus de quelques secondes.

Dans un tel ensemble, du fonctionnement duquel dépend la vie de plusieurs personnes, il est bien évident que le matériel est exclusivement du type « tropical » et « longue durée », en poussant au maximum le soin de chaque détail. Sur chaque ensemble compteur se trouve un bouton-poussoir qui permet de couper un instant la tension d'alimentation du compteur, ce qui doit provoquer le déclenchement du signal d'alarme « compteur en dérangement ». On vérifie le fonctionnement de l'autre système d'alerte en approchant du compteur une source de rayonnement γ. Une telle vérification doit être faite pour tous les postes compteurs au moins une fois par semaine.

C. — PHOTOMETRE INTEGRATEUR POUR ETUDE DES LAMPES FLASH DE PHOTOGRAPHIE

Le problème est le suivant : une lampe flash de photographie émet un éclair très bref (en principe il s'agit d'un flash à gaz ionisé, dit « électronique », mais on peut utiliser l'instrument pour le magnésium), Il faut connaître la quantité de flux lumineux émis, comptée en lumen-secondes lu.s, ceci en se limitant à la lumière qui est actinique pour les plaques considérées, que nous supposerons panchromatiques et insensibles à l'infrarouge et à l'ultra-violet.

Le principe du photomètre intégrateur est bien connu : on utilise la propriété des cellules photo-électriques à vide poussé dans lesquelles le courant ne dépend que du flux lumineux reçu et non de la tension aux bornes.

Le montage de la figure 16, par exemple, utilisait cette intégration pour déclencher un relais dès qu'une certaine quantité de flux lumineux avait été reçue par la cellule (voir page 45). Ici, il s'agit de mesurer ce flux total : nous utiliserons donc un condensateur chargé par le courant d'une cellule à vide, et nous mesurerons la tension de charge de ce condensateur avec un voltmètre électronique de très faible consommation. Bien que l'ensemble paraisse simple, il faudra cependant faire très attention à deux points :

1°) La sensibilité chromatique de la cellule doit être exactement la même que celle des plaques sensibles;

2°) L'intensité lumineuse instantanée d'une lampe flash, surtout celle d'un modèle à gaz ionisé, peut être considérable; il faudra donc concevoir le dispositif pour que la cellule ne soit jamais éclairée trop violemment au cours de l'éclair, non seulement pour éviter de la détériorer, mais aussi pour que la mesure soit valable [249].

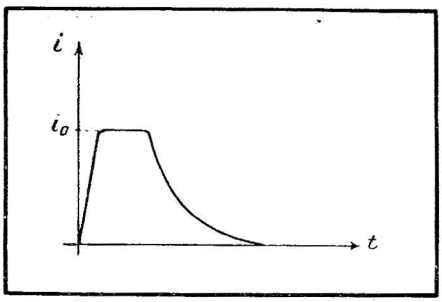
Ce second point est le plus délicat du point de vue théorique. Supposons que la courbe représentant la variation du flux lumineux reçu par la cellule

au cours du temps soit celle de la figure 151, qui est la courbe-type, toutes les courbes lumière/temps des lampes éclair ayant un aspect analogue.

On désigne conventionnellement sous le nom de « durée de l'éclair » le temps pendant lequel l'intensité lumineuse de la lampe est supérieure au quart de sa valeur maximum M. Si nous négligeons le temps mis par la lumière pour atteindre la valeur M/4 à partir de l'instant d'allumage, la durée de l'éclair est donc t_o.

Si, à chaque instant, le courant photo-électrique qui traverse la cellule reste proportionnel au flux lumineux qu'elle reçoit, nous aurons bien une tension aux bornes du condensateur égale à l'intégrale $\int \varphi \, dt$ du flux reçu, ce que nous voulons obtenir. Mais, si la cellule reçoit pendant l'éclair un flux lumineux trop élevé, le courant qui la traverse variera en fonction du temps comme le représente la figure 152, car le courant de cellule ne peut dépasser un certain maximum i_o, et nous aurons une lecture fausse;

Fig. 151 (à droite) — Courbe lumière/temps d'une lampe éclair normale.



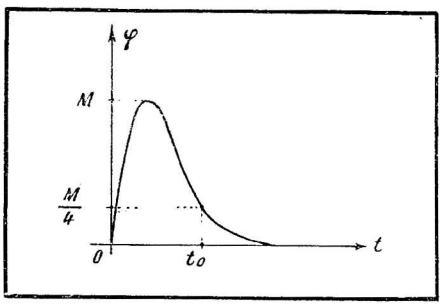


Fig. 152 (à gauche) — Si la cellule utilisée dans un photomètre est trop éclairée, son courant ne reproduira pas la variation de la lumière en fonction du temps.

indépendamment de cela, nous risquons d'endommager la cellule. Nous verrons par la suite comment on peut vérifier que cette saturation n'est pas intervenue pendant l'éclair. Pour le moment nous cherchons à l'éviter.

Nous allons remplacer pour le calcul la courbe de la figure 151 par une courbe plus simple, celle qui est indiquée en trait plein sur la figure 153, sur laquelle la courbe de la figure 151 est reproduite en pointillé. Sur la courbe simplifiée, le flux lumineux dû à la lampe fictive croît linéairement jusqu'au maximum M qu'elle atteint en un temps très court (que nous négligerons) et descend linéairement jusqu'à zéro, passant par la valeur M/4 au temps t_o. La lumière de notre lampe fictive s'éteint donc au temps $t_1 = \frac{5}{4} t_o$.

Sur la courbe simplifiée, l'intégrale $\int_{t=0}^{t=t_1} \varphi dt$ est facile à calculer; c'est l'aire d'un triangle ayant t_1 pour base et M pour hauteur, soit $\frac{M}{2} t_1$.

Or, cette aire ressemble à celle qui est comprise entre la courbe vraie et l'axe des temps (il ne s'agit pas d'une égalité, mais d'un même ordre de grandeur). Donc, pour notre lampe réelle, nous aurons après l'éclair une charge du condensateur voisine de celle qu'il aurait prise sous l'effet d'un

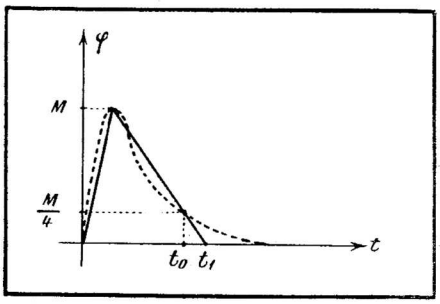


Fig. 153. — Courbe simplifiée (en trait plein) lumière/temps, se rapprochant un peu de la courbe vraie et permettant un calcul approximatif.

courant de cellule passant le temps t_1 avec une intensité constante et égale à celle qui correspond au flux lumineux M/2.

Or, la cellule ne doit pas atteindre son courant maximum i_M indiqué par le constructeur, donc la charge du condensateur doit être inférieure à celle qu'il aurait pris sous l'effet du courant $\frac{1}{2} i_M$ passant pendant le temps $t_1 = \frac{5}{4} t_0$. Un condensateur de capacité C prend dans ces conditions une charge :

$$V = \frac{i_M t_1}{2 C} = \frac{5 i_M t_0}{8 C}.$$

Comme nous connaissons i_M et t_0 qui est indiqué par le constructeur de la lampe éclair, nous choisirons donc C en fonction de la tension que nous voulons obtenir en fin de charge.

Soit, par exemple, le cas d'une cellule 929, où le courant ne doit pas dépasser 20 µA, et d'une lampe TE100 donnant des éclairs dans lesquels $t_0 = 600$ µs. Si nous voulons mesurer des tensions de l'ordre de 5 V (des tensions plus petites sont difficiles à mesurer avec une bonne précision avec un voltmètre sans consommation), nous prendrons donc un condensateur C tel que :

$$\frac{10^{-4} . 6.10^{-4}}{8 C} > 5$$

soit : $C < 1{,}5\ 10^{-9}$ (en farad) soit 1500 pF. Comme notre calcul est approximatif, nous prendrons un bon coefficient de sécurité, et nous utiliserons un condensateur de 1000 pF en nous limitant à des tensions de charge de 3 à 4 V.

Il nous sera d'ailleurs facile de voir si nos précautions sont suffisantes. En faisant deux éclairs successifs et identiques, nous placerons la deuxième

fois un écran gris neutre devant notre cellule, cet écran ayant la propriété d'absorber exactement la moitié de la lumière (écran gris neutre de densité optique 0,301, par exemple filtre *Wratten*) : nous devons trouver pour la deuxième mesure, toutes choses égales d'ailleurs, une tension de charge qui soit exactement la moitié. Si elle est supérieure, cela prouve que, dans le premier essai, nous avions saturé notre cellule.

Il reste donc à faire coïncider exactement la sensibilité chromatique de notre cellule avec celle de l'émulsion sensible pour laquelle le photomètre est conçu. La chose est, cette fois, très simple en théorie, puisqu'il suffit de bien choisir le type de cathode de cellule et d'en corriger la sensibilité chromatique par des filtres colorés adéquats, mais très complexes en pratique.

En effet, nous arriverons très facilement à résoudre le problème dans le cas d'une émulsion non corrigée, telle que celle des papiers photographiques ordinaires : la cellule 929 a presque exactement la même sensibilité chromatique, et il suffira d'un léger filtre bleu pour lui enlever une sensibilité au rouge-orangé (vers 6000 — 6400) un peu plus forte que celle des papiers. Mais, dans le cas des émulsions panchromatiques, le problème est beaucoup plus complexe. En effet, il faut que la cellule soit sensible au rouge, ce qui exclut l'emploi de notre 929, du moins utilisée seule, et prescrit l'utilisation d'une cellule à cathode S_1 ou S_2. Malheureusement, ces cathodes sont très sensibles à l'infra-rouge. Nous avons déjà évoqué ce problème au chapitre II (page 31) et indiqué sa solution : l'emploi de plusieurs cellules, dont une sensible exclusivement à l'infra-rouge et dont le courant se retranche de celui des autres cellules, combinaison d'une cellule à cathode S_1 et d'une 929 à cathode S_4.

Pour obtenir une cellule sensible uniquement à l'infra-rouge, nous utiliserons une cellule à cathode S_1 telle que la 922 ou la 925 et nous la munirons d'un filtre qui arrête toute la partie visible du spectre et ne laisse passer que l'infra-rouge, comme le verre « Rubéral » de *Bagneaux*, ou le filtre 87 *Wratten*. Nous supprimerons l'ultra-violet arrivant sur les cellules sensibles au bleu et au rouge en les munissant chacune d'un verre filtre légèrement jaune, comme le jaune léger teinte 1 de *Bagneaux* ou le 2B *Wratten*.

Le problème du flux lumineux ne se pose pas, car nous aurons plutôt un excès de lumière qu'un manque. S'il se posait, et si nous devions effectuer des mesures sur un flux lumineux très faible, il faudrait faire attention à n'en rien perdre. La meilleure méthode serait d'utiliser un miroir semi-transparent en or, sous forme d'une couche très mince déposée sur du verre, qui renverrait la partie rouge de la lumière sur la cellule sensible au rouge et laisserait passer la partie bleue, celle-ci se dirigeant sur la 929 sensible au bleu. Ce système de miroir dichroïque est celui qui assure la meilleure utilisation de la lumière.

Tout autre système optique séparant le flux lumineux en deux (à l'exception toutefois d'un véritable spectroscope) enverrait sur la cellule sensible au bleu une lumière contenant du rouge auquel elle n'est pas sensible, et qui se trouverait perdu pour la cellule sensible au rouge.

Dans le cas qui nous occupe, nous n'en sommes pas à quelques lumens près, puisque nous serons vraisemblablement amené, au contraire, à masquer en grande partie nos cellules par des écrans filtres gris neutres ou des

grillages dans le but de les empêcher d'être saturées. Nos trois cellules seront donc disposées côte à côte, aussi près les unes des autres que leurs dimensions le permettront, pour éviter les erreurs dues à la répartition de la lumière. Si, par exemple, la cellule sensible au bleu recevait la lumière mieux que les autres pour une certaine orientation de l'ensemble, on aurait pour cette orientation, un photomètre trop sensible au bleu.

Il nous reste à ajouter les courants des cellules sensibles au bleu et au rouge, et à en retrancher le courant de la cellule sensible à l'infra-rouge. Il existe des montages électroniques permettant des additions et des soustractions, mais il faudrait que les étages amplificateurs précédant soient parfaitement linéaires, aient une bande passante élevée et permettent l'intégration aussi facilement que la cellule à vide.

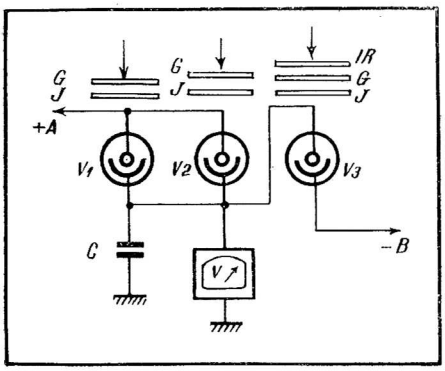


Fig. 154. — Ensemble de trois cellules utilisé pour obtenir une sensibilité chromatique donnée dans le photomètre de flash : les sensibilités sont réglées par les écrans gris **G** qui sont des coins dégradés gris neutre du **Dr Goldberg.**

La solution la plus indiquée est celle que représente la figure 154. Les cellules V_1 et V_2 sont respectivement une 929 et une 922 (sensible au rouge); elles sont toutes munies d'un écran jaune J pour couper leur sensibilité à l'ultra-violet; leurs courants s'ajoutent pour charger le condensateur C, leurs anodes étant alimentées par la tension positive + A. La cellule V_3 est une 922 (sensible au rouge et à l'infra-rouge) munie d'un écran arrêtant le visible et laissant passer l'infra-rouge (écran *IR*); son courant se retranche de ceux des autres cellules, puisque c'est son anode qui est reliée à C, sa cathode étant reliée à une source de tension négative — B.

Ce système d'addition et soustraction des courants de cellules est évidemment le plus simple que l'on puisse imaginer, mais il présente un inconvénient : il ne permet pas de retrancher, par exemple, *une partie* du courant de V_3 de la somme des courants de V_1 et V_2, mais la totalité. On tourne la difficulté en ajustant les sensibilités globales des trois cellules au moyen d'écrans gris absorbants G. On emploiera avantageusement des écrans allongés dont l'absorbtion varie d'une extrémité à l'autre suivant une loi exponentielle en opacité, ou linéaire en densité optique, Rappelons que l'opacité d'un écran est le rapport du flux lumineux qui y entre à celui qui en sort, un écran d'opacité 2 absorbant 50 % de la lumière qu'il reçoit. La densité optique est le logarithme décimal de l'opacité : un écran de densité 2 a une opacité de 100 et laisse passer 1 % du flux lumineux qu'il reçoit. De tels écrans sont très employés en photométrie, et sont appelés coins dégradés gris neutre du Dr Goldberg.

Pour le réglage du photomètre, on commencera par ne pas tenir compte de l'infra-rouge; on remplacera le condensateur C par une résistance très élevée aux bornes de laquelle la mesure de la chute de tension, par le voltmètre électronique V, nous donnera le courant total de V_1 et V_2, V_3 *ayant été retirée.*

Nous ajusterons les coins de Goldberg des cellules V_1 et V_2 pour obtenir des sensibilités au bleu et au rouge qui soient dans le même rapport que celles de l'émulsion à employer. Cela sera réalisable en utilisant des lampes bleues et rouges dont nous aurons dosé les intensités lumineuses afin qu'elles impressionnent également l'émulsion pendant un même temps, et en faisant en sorte que le courant total des deux cellules soit le même quand on éclaire l'ensemble des cellules par la lampe bleue ou par la lampe rouge.

On branchera alors la cellule V_3, et on enverra sur l'ensemble une lumière ne contenant que de l'infra-rouge (lampe à incandescence munie d'un filtre « Rubéral » de Bagneaux ou Wratten 87) et on placera le coin de Goldberg de la cellule V_3 d'une façon telle que la tension lue sur le voltmètre électronique V soit nulle.

Le condensateur C ayant été remis en place, on fera quelques essais avec le photomètre, en cherchant les conditions d'emploi dans lesquelles les cellules ne sont pas saturées. Ces conditions étant réalisées, on étalonnera le photomètre par comparaison avec l'émulsion utilisée et l'ensemble sera prêt à l'usage.

ADDITIF

LE CABLAGE IMPRIMÉ

Contrairement à une idée communément admise, le câblage imprimé est une solution de choix pour la réalisation des appareils électroniques, même à l'unité, même pour l'amateur chez lui.

Le principe en est le suivant : on utilise une plaque de bakélite cuivrée sur laquelle on dessine le câblage avec une encre protectrice spéciale, on attaque le cuivre non recouvert par une solution chimique, on enlève l'encre, on perce la plaque aux endroits voulus et on effectue les soudures au fer ordinaire.

La plaque à utiliser peut être facilement acquise dans le commerce. Il existe plusieurs espèces de supports isolants; celui qui nous a donné les meilleurs résultats est la bakélite XXXP que l'on trouve en 1,5 et 2 mm d'épaisseur.

La couche de cuivre peut avoir 35 microns ou 70 microns. Pour la quasi-totalité des montages, la couche de 35 microns est préférable. Un trait de 2 mm de large de cette couche suffit pour un courant de 3 A et ne représente qu'une résistance de 0,3 Ω par mètre.

Il ne faut pas faire des traits plus minces que 0,5 mm, car ils risqueraient de ne pas être homogènes et la couche de cuivre serait un peu sujette au décollement.

Pour la réalisation du dessin, on commence par faire un schéma d'ensemble très détaillé de l'appareil, en représentant aussi les circuits de chauffage des tubes. Après quoi on recommence le schéma sous une forme plus voisine du plan de câblage, en ayant choisi la disposition des tubes, prévu l'implantation des potentiomètres et les connexions de raccordement (sorties).

Sur ce plan de câblage en vraie grandeur on tient compte du fait qu'il faut essayer d'éviter les croisements de connexions, mais que l'on peut faire croiser une résistance (ou un condensateur) et une connexion, puisque les résistances et condensateurs sont placés du côté non cuivré de la plaque. Avec un peu d'entraînement on arrive facilement à faire ces dessins.

Le dessin est alors reporté sur la face cuivrée de la bakélite, au moyen de papier carbone par exemple, la plaque ayant été préalablement découpée à la dimension adéquate. On reprend alors ce dessin avec l'encre protectrice, qui peut avoir plusieurs compositions. On utilise assez couramment le bitume de Judée dissous dans du toluène, en solution assez

concentrée pour être un peu huileuse. Le vernis qui sert à corriger les stencils (genre vernis à ongles) peut aussi être utilisé, mais il doit être appliqué au pinceau, tandis que l'encre au bitume de Judée peut être utilisée avec une plume à palette. On peut aussi utiliser l'encre d'imprimerie en pâte noire (pour tampons) dissoute dans du toluène.

Une fois le dessin parfaitement sec, on immerge la plaque dans une solution de perchlorure de fer à 40° Beaumé (ne pas utiliser directement la solution du commerce à 46° Beaumé qui est trop concentrée et n'attaquerait pas) où on la laisse au moins 40 minutes en remuant constamment jusqu'à ce que tout le cuivre ait disparu entre les traits d'encre, ce qui se voit fort bien en regardant la plaque par transparence. On laisse encore la plaque dans le bain pendant quelques minutes, pour être plus certain du résultat, puis on l'enlève, on la rince sous un courant d'eau et on la sèche. Il ne reste plus qu'à éliminer les traits d'encre ou de vernis protecteur en utilisant suivant les cas de l'alcool ou du toluène et à percer les trous aux endroits voulus. Les trous doivent être percés en commençant par la face cuivrée; on peut utiliser une mèche ordinaire hélicoïdale.

Les supports de tubes à utiliser peuvent être de deux types : le modèle « snap in » avec connexions latérales, qui nécessite le perçage d'un trou de 18 à 20 mm de diamètre, et le modèle à cosses pointues, traversant la bakélite par autant de trous que le support a de broches. Ce dernier type est en général à préférer. Si les fabricants ne peuvent livrer des supports spéciaux pour circuits imprimés, on peut à la rigueur les faire soi-même à partir de supports standard en rendant les broches de ces derniers plus fines, soit par pliage en V (support 7 et 9 broches), soit par coupure en long (support octal).

La soudure doit être faite avec un petit fer, en évitant surtout qu'il soit trop chaud et en allant assez vite. La soudure radio standard peut être utilisée.

Pour modifier un ensemble imprimé, il faut se rappeler que l'on peut dessouder et ressouder une résistance environ six fois (après la sixième fois, la bakélite est un peu brûlée et la couche de cuivre risque de se décoller). On peut couper une connexion au grattoir, en établir une au moyen d'un fil soudé en des points convenables de la plaque de cuivre.

Il est préférable de limiter le nombre de tubes par plaque de circuit imprimé; en cas de rupture de la plaque, d'accident lors de la réalisation, le mal est moins grand et l'élément à changer est moins important.

Il convient de faire tout particulièrement attention lors du pointage des trous à percer : on casse facilement la bakélite si l'on frappe trop fort sur le pointeau.

La plaque de bakélite cuivrée est peu coûteuse, la réalisation du circuit est extrêmement rapide et il n'y a plus besoin de prévoir des cosses relais pour le câblage; l'ensemble est parfaitement clair et facile à mettre au point. Ce sont ces diverses qualités qui nous font affirmer que la méthode du câblage imprimé est excellente pour la réalisation des maquettes.

Les lecteurs de « TOUTE LA RADIO » retrouveront dans le numéro 220 (novembre 1957) un article très détaillé sur la fabrication à l'unité des circuits imprimés, avec exemples et plans en vraie grandeur de différents montages.

Caractéristiques et courbes

Nous donnons en appendice quelques courbes et caractéristiques qu'il n'est pas toujours aisé de se procurer, et qu'il est bon d'avoir sous la main.

A. — Cellules photo-électriques

Ainsi que nous l'avons indiqué au chapitre 2, les cellules photo-électriques sont très utilisées dans les appareils électroniques. Le tableau récapitulatif ci-après indique les caractéristiques des cellules actuellement disponibles, soit chez les fabricants français, soit chez les importateurs.

Pour le type à photo-multiplicateur électronique, dont la figure 155 représente la courbe, la sensibilité est indiquée en *ampères par lumen* en fonction de la tension entre deux dynodes, ou étages multiplicateurs.

Les courbes de la figure 156 reproduisent le réseau i_p/V_p de la cellule à vide 929 prise comme cellule typique ; celles de la figure 157 représentent celui de la cellule à gaz 930.

La figure 158 donne les courbes de sensibilité spectrale des cathodes S 1 et S 4, ainsi que celle de la photo — diode au germanium OAP 12; les valeurs sont exprimées en sensibilités relatives par rapport au maximum chiffré 100. L'axe des abscisses est gradué en Angström (symbolisé par Å), unité qui correspond à 10^{-8} cm de longueur d'onde, soit encore 10^{-4} μ.

A titre indicatif, rappelons que l'ultra-violet commence aux longueurs d'ondes lumineuses inférieures à 4.10^3 Å ; le violet s'étend de 4.10^3 à $4{,}5.10^3$ Å ; le bleu de $4{,}5.10^3$ à 5.10^3 Å ; le vert de 5.10^3 à $5{,}5.10^3$ Å ; le jaune se situe autour de $5{,}9.10^3$ Å et l'infra-rouge commence aux longueurs d'ondes supérieures à 7.10^3 Å.

On notera que la sensibilité en μA/lm varie, pour les cellules à gaz, en fonction de la fréquence alors qu'elle demeure constante pour les cellules à vide et les photo-diodes. Pour ces dernières, la limite en fréquence se situe aux alentours de plusieurs centaines de kilohertz.

B. — Tubes de Geiger-Muller

Nous indiquons ci-après dans un tableau les principales propriétés de quelques tubes de Geiger. Pour chacun, nous définissons le seuil de fonctionnement; la longueur du plateau et sa pente en pour cent par

Tableau des cellules photo-électriques

Type	929	922	930	931 A	90 CV	90 AV	90 CG	90 AG	58 CG	58 CV	OAP 12 Photo-diode	PH G 1 Photo-diode
Fabricant	R. C. A.				La Radiotechnique							C.S.F.
Sensibilité spectrale	S4	S1	S1	S4	S1	S4	S4	S4	S4	S4	Voir courbe	Infra-rouge et spectre visible
Atmosphère	vide	vide	gaz	vide	vide	vide	gaz	gaz	gaz	vide		
Sensibilité (μA/lm)												
à 0 Hz.	45	20	135	3.10^3	20	45	125	130	108	20		3.10^4
10 kHz	45	20	100	—	20	45	103	107	89	20		3.10^4
20 kHz	45	20	88	—	20	45	62	65	54	20		3.10^4
Courant d'obscurité (μA)	0,012 (à 250 v)	0,005 (à 250 v)	0,1	0,1	0,05	0,05	0,1	0,1	< 0,1	< 0,05	< 15	< 70
Courant maximum (μA) pour cathode totalement éclairée	20	15	3		6	4	1,7	2,4	1,65	3,3	Dissipation max. 30	50
Tension maximum (V)	250	500	90	100 par dynode	100	100	90	90	90	250	Collecteur —30	—20
Température maximum admissible (+°C)	75	100	100	75	100	70	100	70	100	100	60	60
Capacité anode-cathode (pF)	2,6	1	2,4	4	1,1	0,9	1,1	0,9	3	3		

Caractéristiques fournies à titre indicatif et n'engageant la responsabilité, ni de l'auteur, ni des constructeurs.

Tableau des compteurs G. M.

Type	18 503	18 504	18 505	18 506	18 509-01	3 G 12	3 G 3	3 G 5	3 G 6	9 G 1	13 G 14
Fabricant	La Radiotechnique					L. C. T.					
Seuil de fonctionnement (V)	275 à 325	275 à 325	300 à 350	325 à 375	320 à 360	350	425	410	410	900	1250
Plateau — Longueur (V)	250	250	250	300	100	< 150	> 200	> 150	> 150	> 300	> 350
Plateau — Pente en % par 100 V	1	1	1	1	15	⩽ 7	⩽ 7	⩽ 12	⩽ 15	⩽ 7	⩽ 7
Temps mort (μS)	100 max.	100 max.	125 max.	225 max.	50 max.						
Mouvement propre (coups minute)	20 max.	20 max.	25 max.	40 max.	5 max.	50	120	15	15	100	250
Radiations détectées	γ	α, β, γ	α, β, γ	α, β, γ	γ β dures	γ	γ	γ dures	γ dures	γ	γ
Fenêtre — épaisseur (mm)	0,3	0,3	1	1,3	0,1						
Fenêtre — poids (mg/cm2)		2 à 3	1,5 à 2	2,5 à 3,5	75						
Epaisseur paroi (mm)						1	1	0,5	1	0,5	2
Longueur utile (mm)	41	41	43	33,5	24	100	185	38	20	200	200
Diamètre ext. (mm)	15	15	25,5	43,2	5	21	21	12	12	20	40

Caractéristiques fournies à titre indicatif et n'engageant la responsabilité, ni de l'auteur, ni des constructeurs.

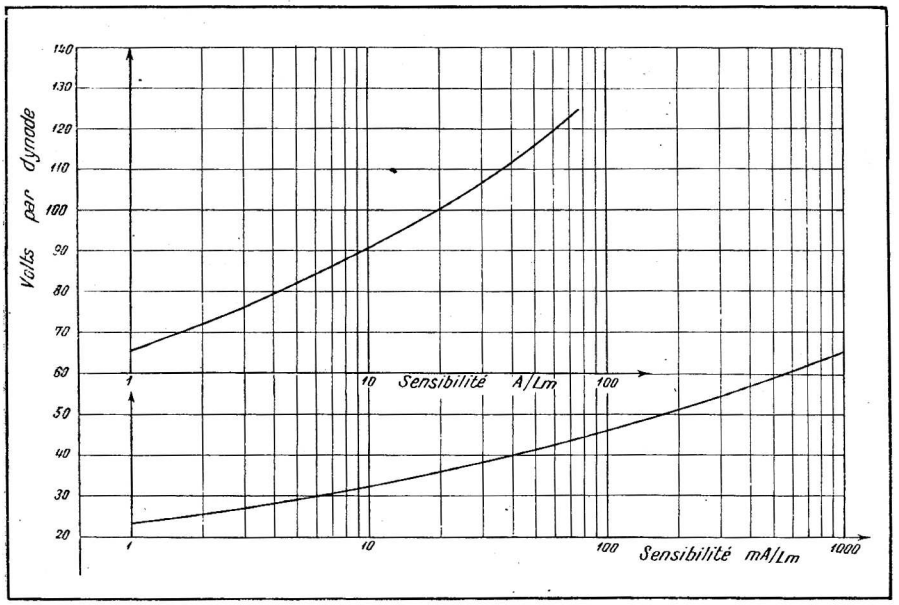


Fig. 155. — Courbe de sensibilité de la cellule à vide 931A en fonction de la tension par dynode.

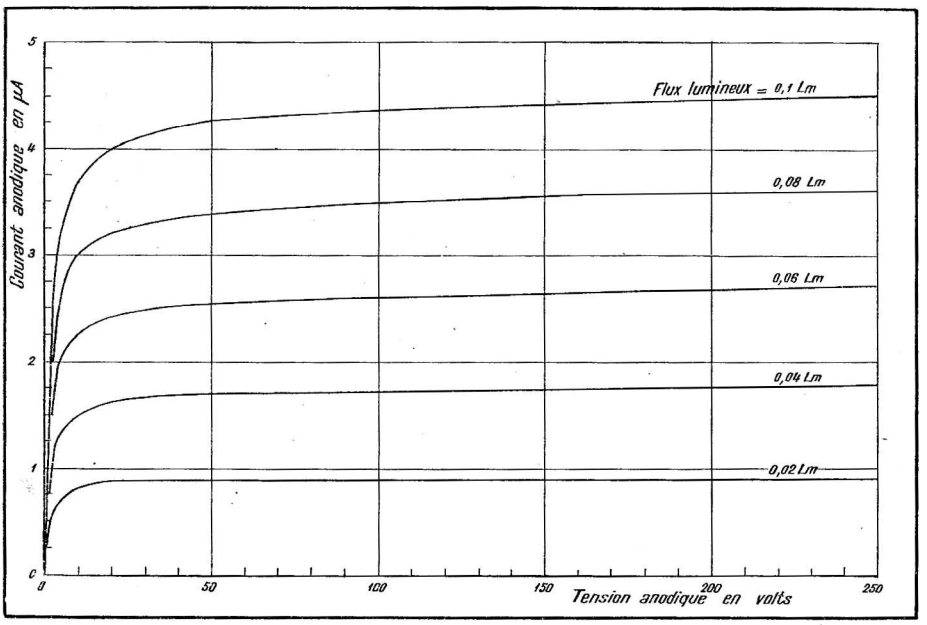


Fig. 156. — Réseau de caractéristiques i_p/V_p de la cellule à vide 929, montrant à quel point le courant est indépendant de la tension anodique pour un flux lumineux donné.

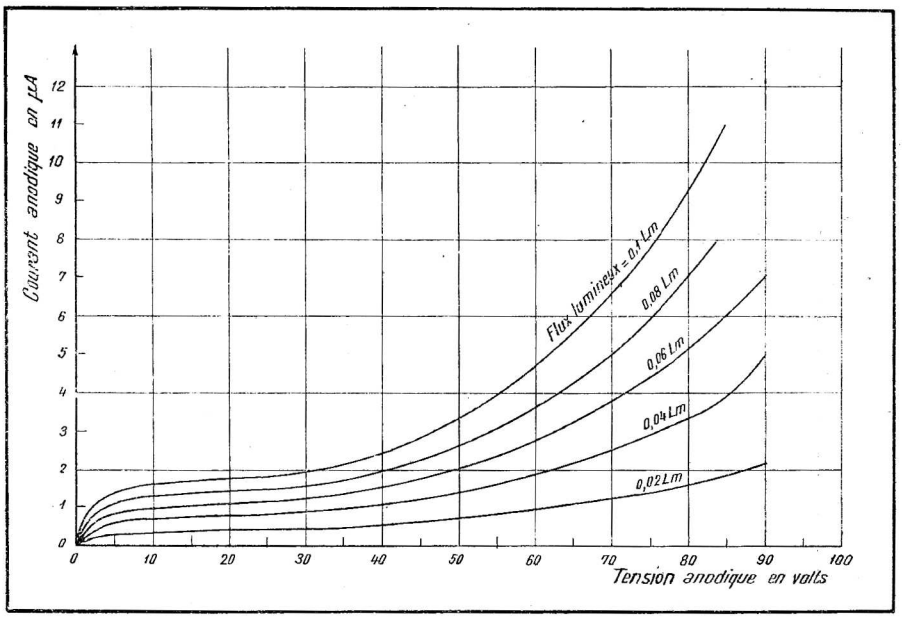


Fig. 157. — Réseau de caractéristiques i_p/V_p de la cellule à gaz 930 : ici le courant varie énormément en fonction de la tension anodique.

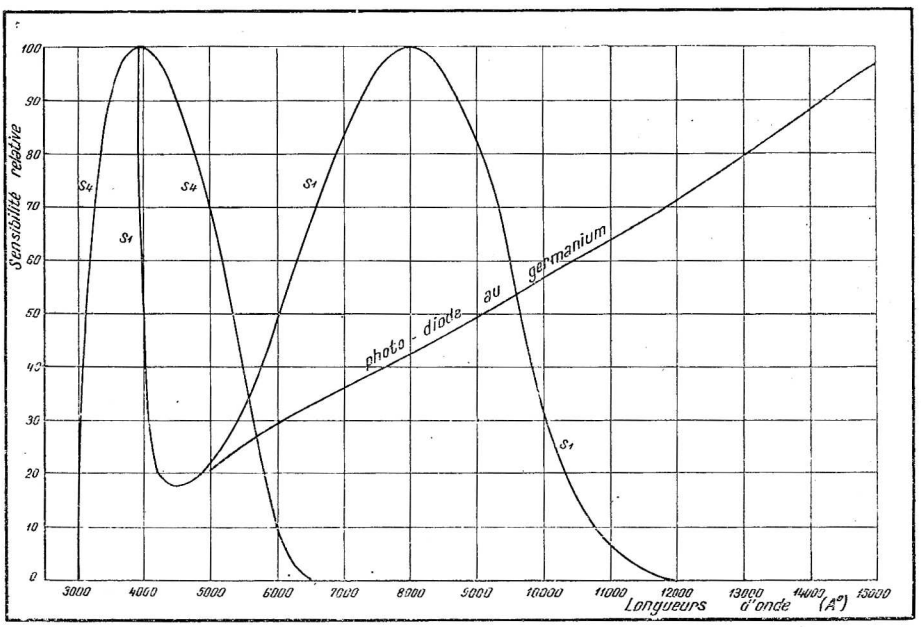


Fig. 158. — Courbes des sensibilités spectrales des cathodes « S_1 » (sensible au rouge et proche infra-rouge), « S_2 » (sensible au violet, bleu et vert) et de la photo-diode au germanium, sensible au visible et surtout à l'infra-rouge.

cent volts; le mouvement propre, ou nombre d'impulsions par minute produit par le tube quand il est soumis uniquement aux rayons cosmiques et à la radio-activité éventuelle des matériaux qui le constituent; l'épaisseur de la fenêtre ou son poids en mg par cm^2; la surface utile en cm^2 et le fabricant. La vie du tube est le nombre approximatif d'impulsions que celui-ci peut fournir avant que son mélange intérieur ne soit altéré.

Dans la colonne « radiations détectées », nous indiquons les radiations les plus faibles que le tube puisse déceler; en effet, un tube capable de détecter les rayons β durs décèlera évidemment les rayons γ et cosmiques, les rayonnements étant, en les classant par ordre de dureté croissante α, β mous, β durs, γ mous, γ durs, cosmiques.

C. — Tube électronique monté en triode inversée

Nous avons indiqué au chapitre I que l'on pouvait obtenir une résistance d'entrée considérable au moyen d'une triode classique montée en triode inversée : on applique la tension de commande, *négative,* sur l'anode, et on mesure le courant de grille, cette électrode étant portée à un potentiel légèrement positif.

Nous avons effectué une série de mesures sur un tube 3 S 4 monté comme l'indique la figure 159. Dans ces conditions, si l'on oublie que la tension de commande est appliquée sur l'écran et que le courant com-

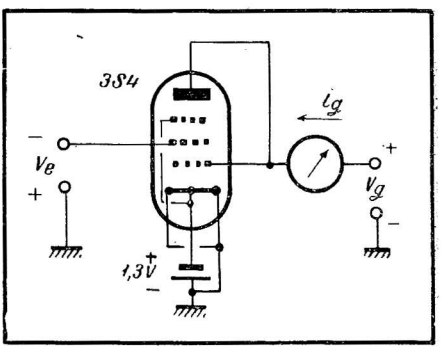


Fig. 159. — Montage d'une penthode 3S4 en triode inversée, permettant d'obtenir une impédance d'entrée presque infinie.

mandé est celui de la grille, le tube se comporte comme une triode fictive, dont le courant de grille serait extrêmement faible (nous avons obtenu 10^{-14} A sans aucune précaution particulière).

La figure 160 reproduit le réseau de courbes i_p/V_g de cette triode fictive (c'est-à-dire le réseau de courbes i_g/V_e de la 3 S 4), tandis que le réseau i_p/V_p de la triode fictive (c'est-à-dire le réseau i_g/V_g de la 3 S 4 en prenant V_e comme paramètre) est reproduit sur la figure 161.

On peut en déduire les caractéristiques de la triode fictive obtenue pour $V_g = 3$ V, $V_e = -5$ V, $i_g = 550$ µA :

Résistance interne : 3300 Ω;
Pente : 0,1 mA/V;
Coefficient d'amplification : 0,33.

D. — Courbes des charge et décharge exponentielles

Les courbes de la figure 162 indiquent les variations en fonction du temps des tensions aux bornes d'un condensateur de capacité C chargé à travers une résistance R à partir d'une source de 100 V (courbe 1) ou déchargé dans une résistance R, la tension aux bornes étant initialement de 100 V (courbe 2).

On sait que, dans le premier cas, la tension v aux bornes du condensateur varie comme suit :

$$v = 100 \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \quad \text{(charge)}$$

et dans le second cas :

$$v = 100\, e^{-\frac{t}{RC}} \text{ (décharge).}$$

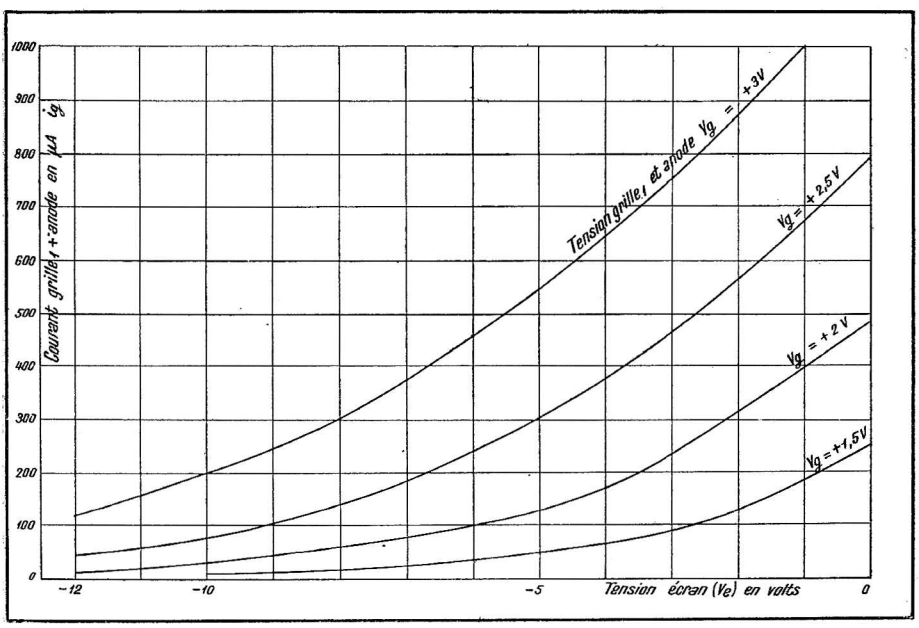


Fig. 160. — Réseau i_g/V_e du montage schématisé sur la figure 159, correspondant au réseau i_p/V_g d'une triode fictive équivalente.

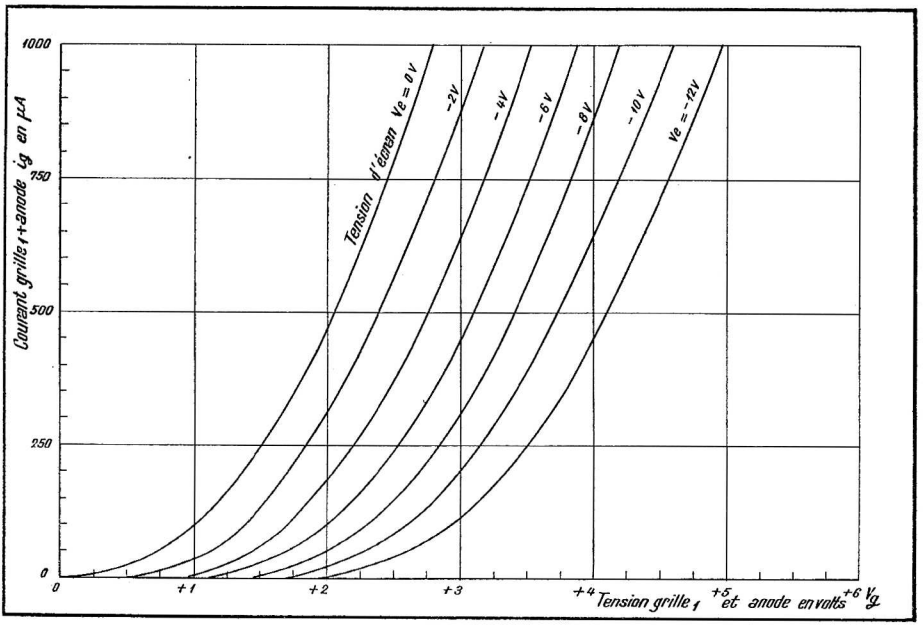


Fig. 161 — Réseau i_g/V_g du montage de la figure 159, correspondant au réseau i_p/V_p d'une triode fictive équivalente.

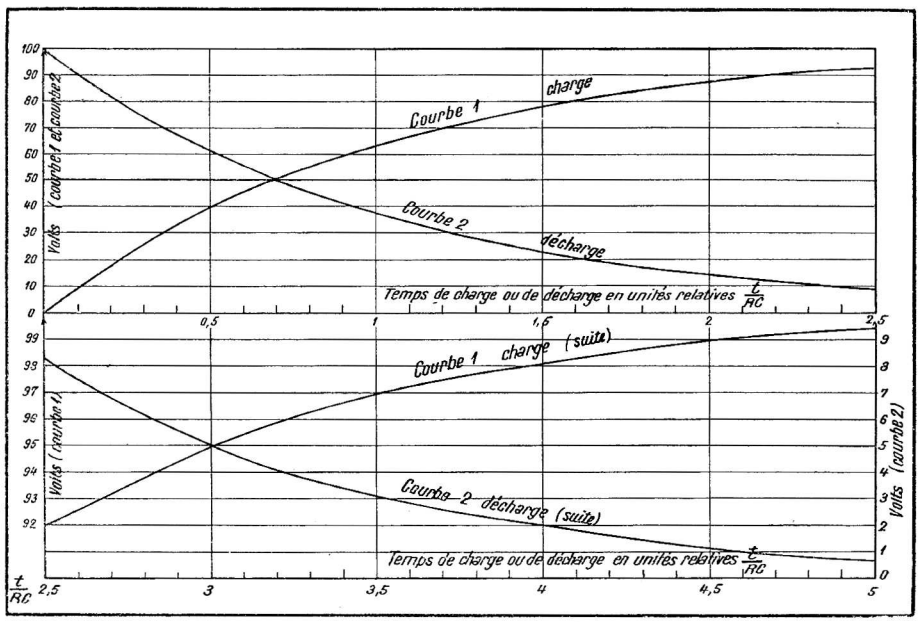


Fig. 162. — Courbes de charge (**1**) et de décharge (**2**) exponentielles. Les deux courbes sont tracées avec les mêmes ordonnées pour les valeurs de **t**/RC allant de 0 à 2,5, puis, après, avec des ordonnées de 90 à 100 pour la courbe (**1**), et de 10 à 0 pour la courbe (**2**), ceci pour les valeurs de **t**/RC comprises entre 2,5 et 5.

L'axe des temps est gradué en valeurs relatives de $\frac{t}{RC}$. Les courbes sont chacune séparées en deux parties; pour les valeurs de t comprises entre 0 et 2,5 RC on utilise une échelle des tensions allant de 0 à 100 V.

La suite de la courbe 1 est donnée avec une échelle de tensions allant de 90 à 100 seulement, pour mieux détailler ce qui se passe à la fin de la charge pour les valeurs de t comprises entre 2,5 et 5 RC.

La suite de la courbe 2 est donnée avec une échelle de tensions allant de 0 à 10 seulement, pour mieux détailler ce qui se passe à la fin de la décharge.

Ces courbes s'emploient comme suit : soit un condensateur de 0,1 µF chargé à travers une résistance de 4,7 MΩ par une source de 250 V; nous voulons savoir quand la tension aux bornes de ce condensateur atteindra la valeur de 77 V.

Cette valeur représente 77/250 = 0,308 de la haute tension, soit 30,8 % de la tension de charge maximum. La courbe 1 nous indique que l'on atteint 30,8 V au bout d'un temps égal à 0,37 RC, soit ici 0,37 × 0,47 = 0,174 s puisque la constante de temps vaut 0,47 s.

Ces courbes sont très employées pour les calculs de périodes d'univibrateurs.

BIBLIOGRAPHIE

Nous emploierons dans nos références bibliographiques les abréviations suivantes :

- **EL** : Revue « Electronics » (*MacGraw-Hill*, New-York) ;
- **M. *x*** : Ouvrage n° *x* de la série du M.I.T. (*Massachussets Institute of Technology*) ;

C.E. : Circuits Electroniques. J.P. Oehmichen, *Sté des Editions Radio*, 9, rue Jacob, Paris ;

TLR *x* : Revue « Toute la Radio » n° *x*, *Sté des Editions Radio* ;

E.I. n° *x* : Revue « Electronique Industrielle » n° *x*. *Société des Editions Radio* ;

- **A.I.M.E.** : Applications industrielles des mesures électroniques, U. ZELBSTEIN, *Editions de Montligeon*, La Chapelle Montligeon, Orne ;

P.R. : Principles of Radar, M.I.T. Radar School Staff (*MacGraw-Hill*) ;

P.I.R.E. : Proceedings of the Institue of Radio Engineers.

Les initiales : J.P.O. désignent celles de l'auteur.

L'origine des publications en langue anglaise est indiquée par (G.B.) publication anglaise ou (U.S.A.) publication américaine.

1. — C.E. (Ensemble).
2. — Design of cathode followers. R.L. WHITTLE, *Tele-Tech* (U.S.A.), juillet 1953.
3. — Improving cathode follower frequency response. R.W WOODS, *EL*, août 1955, p. 190, 192, 194, 196 et 198.
4. — Données sur les cathode-followers (adaptation à un câble coaxial). Reference Data p. 254 (Federal Telephon and Radio Company, *International Telephon and Telegraph Corporation*, New-York).
5. — Triode cathode followers for impedance matching to transformers and filters. T.J. SCHULTZ, *Transaction of the Institute of Radio Engineers* (New-York), mars-avril 1955 AU 3 n° 2, p. 28 à 37.
6. — Les photo-résistances au sulfure de cadmium. J. HENRY, *E.I.* n° 4, septembre-octobre 1955, p. 133 à 134.
7. — Subminiature crystal photocell operate relay without amplifier. *Electronic Equipment* (U.S.A.), août 1954, p. 33.
8. — Phototubes and photoconductives devices. *P.I.R.E.*, avril 1954, p. 722.
9. — Photoconductive detector for infra-red spectroscopy. A.S. YOUNG, *Journal of Scientific Instruments* (G.B.), avril 1955, p. 142 à 143.
10. — Photoconductives detectors for infra-red systems. R. PAULSON, *Electrical Engineering* (G.B.), mars 1955, p. 214 à 218.
11. — Photodiodes et phototransistors au germanium. J.P VASSEUR, *E.I.* n° 4, septembre-octobre 1955, p. 123 à 126.
12. — Une nouvelle photodiode au germanium. *E.I.* n° 4, septembre-octobre 1955, p. 136.
13. — Recherches théoriques et pratiques sur les cellules photo-électriques à couche d'arrêt. G. BLET, *Mesures et Contrôle Industriel*, mai 1953, p. 239 à 244; octobre 1953, p. 535 à 544; novembre 1953, p. 591 à 601; juillet 1954, p. 435 à 438; mai 1955; juillet 1955, p. 341 à 344.

14. — Recherches théoriques et pratiques sur les cellules photo-électriques à couche d'arrêt : 9me partie, réponse des cellules aux flux lumineux modulés. G. BLET, *Mesures et Contrôle Industriel,* août 1955.
15. — The Bell solar battery. *Bell Laboratory Record* (U.S.A.), juillet 1955.
16. — Solar Battery improved. *EL,* décembre 1954, p. 184.
17. — Notice sur les cellules photo-électriques « Westaphot ». (Notices *Westinghouse* n° 97 1/2 1953 et 297 U 1955).
18. — Phototubes. (Edité par la *R.C.A.*), p. 5.
19. — Phototubes (id.), p. 4.
20. — Phototubes (id.), p. 2.
21. — Cellules photo-électriques et photomètres. J.P.O., *TLR* 152, janvier 1951, p. 2 à 6 et *TLR* 153, février 1951, p. 60 à 62.
22. — Tableau des cellules photo-électriques. *E.I.* n° 4, septembre-octobre 1955, p. 134 et 135.
23. — Multiplier phototubes. *Oscillographer* (U.S.A.), avril-juin 1954.
24. — An infra-red radiation pyrometer. BRACEWELL, *Electronic Engineering* (G.B.), juin 1955.
25. — Tube commutateur photo-électrique. *E.I.* n° 1, mars-avril 1955, p. 32 et 33.
26. — Les cellules photo-électriques dans l'industrie. J.P.O., *E.I.* n° 3, juillet-août 1955, p. 83 à 87.
27. — Phototubes (Edité par la *R.C.A.*), pages 7, 10 et 11.
28. — Stabilisation de tension par résistances V.D.R. *Information Technique,* novembre 1953 (Bulletin édité par la S.A. *La Radiotechnique*).
29. — A voltage stabilizer for photomultiplier tubes. G.N. DAVIES, *Electronic Engineering* (G.B.), juillet 1955, p. 317 et 318.
30. — A sensitive microphotometer. W.L. CLINCK, *EL,* mars 1954, p. 196.
31. — Microphotomètre linéaire et logarithmique. J.P.O., *TLR* 190, novembre 1954, p. 363 à 368; *TLR* 191, décembre 1954, p. 447 à 450; *TLR* 192, janvier 1955, p. 3 à 5.
32. Phototubes. (Edité par la *R.C.A.*), p. 13.
33. — Phototubes. (id), p. 11.
34. — Phototubes. (id.), p. 6.
35. — Multiplier phototube signal converter. A.D. KOHL, *EL,* février 1953, p. 138 et 139.
36. — Phototubes. (Edité par la *R.C.A.*), p. 14.
37. — Unités photométriques et calculs de flux lumineux. *Bulletin Technique Miniwatt* n° 6, mars 1949, p. 85 à 89.
38. — Luxmètre de contrôle compact. Notice *Chauvin et Arnoux* LX. 1.
39. — Photocolorimètre absolu. Notice *Jouan.*
40. — Photo-intégrateur. Notice *Exaphot.*
41. — Spectrophotomètre spectral. Notice *Jouan.*
42. — Spectrophotomètre enregistreur. Notice *Lérès.*
43. — Spectrophotomètre de flamme. Notice *Jobin et Yvon.*
44. — Photoelectric width gage for hot strip steel mills. E.S. SAMPSON, *EL,* mars 1953, p. 114 à 118.
45. — Photoelectric smoke detection and test techniques using barrier layer cells. R.W.J. COKRAM, *Journal of the British Institute of Radio Engineers,* avril 1955.
46. — Applications industrielles des cellules photo-électriques. M. DOURIAU, *Electro-Magazine,* avril 1954.
47. — Quelques dispositifs à commande photo-électrique. DUSAILLY, *Electronique* (éditions *L.E.P.S.*), avril 1955.
48. — Interrupteur à commande lumineuse. H.A. SETZKE, *Radio and Television News* (U.S.A.), décembre 1953.
49. — Les radio-éléments artificiels. C. FISHER, *E.I.* n° 2, mai-juin 1955, p. 45 à 47.
50. — Les radio-éléments artificiels la mesure. B. GRINDBERG, *E.I.* n° 4, septembre-octobre 1955, p. 141 à 144.
51. — Advance in isotopes technique. R.A. FIRES, E.J. JOHNSTON, ROSALEEN J. MILLET, *Nucleonics* (U.S.A.), octobre 1954, p. 48 à 51.
52. — Radio isotopes as design tools. *Product Engineering* (U.S.A.), mai 1955, p. 129 à 134.

53. — Direct reading grenz ray dosimeter. H.B. WEISBECKER, R. STEINITZ, *EL*, octobre 1954, p. 168 à 169.
54. — Les compteurs de Geiger à basse tension. B. VALENTIN, *L'Onde Electrique*, juillet 1953, p. 431 à 434.
55. — Evolution des compteurs de particules. H. GREINACHER, *Endeavour* (France), n° 52, 1954, p. 190 à 197.
56. — Rôle de l'électronique dans la physique nucléaire. J.P.O., *TLR* 171, décembre 1952, p. 411 à 414 et n° 172, janvier 1953, p. 3 à 6.
57. — *C.E.*, p. 169 à 175.
58. — Photomultiplicateurs et détecteurs de particules nucléaires. H. DORMONT et E. MORILLEAU, *Le Vide*, mai 1953, p. 1344 à 1352.
59. — Application des photomultiplicateurs à la détection des rayonnements radio-actifs. R. CHAMPEIX, H. DORMONT, E. MORILLEAU, *Technique Moderne*, mai 1954, p. 183 à 186.
60. — Scintillation counter in industry with reference to stability problem. J.S. EPSTEIN, *Journal of the British Institute of Radio Engineers*, janvier 1955, p. 25 à 29.
61. — Radio-active thickness gage control paper weight. G.J. LEIGHTON, *EL*, décembre 1952, p. 113.
62. — Contrôle non destructif de l'épaisseur des matériaux. H. GILLOUX, *TLR* 189, octobre 1954, p. 321 à 324.
63. — Piezo-electricity (bibliographie des articles parus en 1952), *P.I.R.E.*, avril 1953, p. 493 à 495.
64. — Piezo-electricity (bibliographie des articles parus en 1953), *P.I.R.E.*, avril 1954, p. 717 à 719.
65. — Variation de résistance d'un fil sous l'extension. *A.I.M.E.*, p. 175.
66. — Strain gauge remote metering. G.C. STASTNY, R.S. BUTTS, *Tele-Tech* (U.S.A.), mars 1953, p. 73 à 75 et 176.
67. — Strain gauges transducers for measurement and control. R.J. FIFFE, A. AROBONE, *Product Engineering* (U.S.A.), novembre 1952, n° 11.
68. — Wire strain gauges transducers for the measurement of pressure, force, displacement and acceleration. J.L. THOMPSON, *Journal of the British Institution of Radio Engineers*, décembre 1954.
69. — Les extensomètres acoustiques. J. GRUNENWALDT, *La technique des Travaux*, septembre-octobre 1954.
70. — Pressure recorder for rocket motor studies. J. AIMAN, *EL*, mai 1953, p. 196 et 197.
71. — Capteurs à magnéto-striction. *A.I.M.E.*, p. 257.
72. — Applications de la magnéto-striction. E.D. *L'Usine Nouvelle*, janvier 1954, p. 55.
73. — Capteurs piézo-électriques. *A.I.M.E.*, p. 107.
74. — Technique d'application des strain-gauges. *A.I.M.E.*, p. 184.
75. — Les jauges de contrainte à fil résistant. Notice *Philips*.
76. — Mesures dynamiques. *A.I.M.E.*, p. 202.
77. — Manographes. *A.I.M.E.*, p. 119.
78. — Pont de mesure à lecture directe (pour extensométrie). Notice *Philips*.
79. — Electronic recording manometer. Notice *Fielden*.
80. — The characteristics and application of thermally sensitive resistor, or thermistors. J.W. HOWES, *Journal of the British Institution of Radio Engineers*, avril 1955, p. 228 à 239.
81. — Thermistances. Notice de la Société « *Le Carbone-Lorraine* ».
82. — Thermistances. Notices de la *Compagnie Générale de T.S.F.*
83. — Thermistors. Bulletin édité par le *Laboratoire Central des Télécommunications*.
84. — Résistances C.T.N. (à coefficient de température négatif). Notice de *La Radiotechnique*, référence 62-2-52.
85. — Thermistors : Components for electronic control and measurement. A.J. FORMAN, *Tele-Tech* (U.S.A.), avril 1954, p. 72.
86. — Les thermistances et leur rôle dans les circuits de mesure. NGUYEN THIEN CHI, J. SUCHET, *Mesures et Contrôle Industriel*, septembre 1952, p. 519 à 529.
87. — Thermométrie et thermorégulation par sonde à thermistor. J. SUCHET, *Mesures et Contrôle Industriel*, avril 1953, p. 205 à 209.

88. — How to use thermistors. F.X. BENNETT, *Product Engineering* (U.S.A.), avril 1954, p. 200 à 204.
89. — Mesure à distance des températures. C. GUILBERT, *T.L.R.*, novembre 1955, p. 355 et 356.
90. — Thermostat électronique. Notice *Philips*.
91. — Régulation automatique des débits de liquides. M. LE CHEVALLIER et M. LELEU, *E.I.* n° 4, septembre-octobre 1955, p. 119 à 122.
92. — A differential transformer gauge and amplification for measuring small displacements. D.T.R. DIGHTON, *Electronic Engineering* (G.B.), février 1953, p. 66 et 67.
93. — A high speed revolution counter. E.L. HARRINGTON, *Electronic Engineering* (G.B.), avril 1955, p. 142 à 146.
94. — Etude et réalisation d'un tachymètre électronique. J. DUJARDIN, M. HOYAUX, M. MARY, E. SIMON, *Revue Générale d'Electricité*, avril 1953, p. 191 à 197.
95. — Retardateur électronique de déclenchement pour lampe flash. J.P.O., *TLR* 156, juin 1951, p. 151 à 153.
96. — Mesure radio-électrique de la vitesse des projectiles. B. KOCH, *L'Onde Electrique*, août-septembre 1952, p. 357 à 371.
97. — Débitmètre électronique. *TLR* 199, octobre 1955, p. 211.
98. — Electronic flowmeter is new method for measuring air current or fluid flow. *Electrical Engineering* (G.B.), avril 1953, p. 371 et 372.
99. — Ultrasonic phasemeter measure water velocity. KEEFER, S. STULL, *EL* septembre 1955.
100. — Nouvelle méthode d'analyse qualitative. G. CHARLOT, *Masson* éditeur pages 9 à 22.
101. — Nouvelle méthode d'analyse qualitative (id.), p. 56 à 66.
102. — Nouvelle méthode d'analyse qualitative (id.), p. 23 à 27.
103. — Théorie, mesure et applications du pH. H. JORGENSEN, *Dunod* éditeur, 1938.
104. — Méthodes modernes d'analyse quantitative minérale. G. CHARLOT et D. BEZIERS, *Masson* éditeur, p. 120 à 123.
105. — Electrode à pH en antimoine. VELLINGER, *Chimie et Industrie*, numéro spécial de juin 1933.
106. — Electrodes de pH et autres. Notice *Philips Industrie*, référence 650-A-5-52.
107. — pH electrodes. Brochure éditée par *Electronics Instrument Ltd*, Fichmond, Surrey (G.B.).
108. - Highly stable vacuum tube voltmeter. SCROGGIE, *EL*, décembre 1951, p. 142.
109. — Le « Polymesureur ». H. SCHREIBER, *TLR* 185, mai 1954, p. 160 à 165.
110. — Le « Field tracer ». H. SCHREIBER, *TLR* 192, janvier 1955, p. 11 et 12.
111. — Tubes J.A.N. *Component Handbook*, M. 17, p. 517 à 612.
112. — Caractéristiques J.A.N. et dispersion. *Waveform*, M. 19, p. 98 et 99.
113. — *C.E.*, p. 123.
114. — Emplois originaux des tubes. J.P.O., *TLR* 173, février 1953, p. 43 à 46 et *TLR* 174, mars-avril 1953, p. 88 à 90.
115. — Les circuits sous-alimentés. M. BONHOMME, *TLR*, septembre 1951, p. 227 à 229 et *EL*, mars 1951.
116. — Amplificateurs sous-alimentés. *TLR* 185, mai 1954, p. 186.
117. — Starved amplifier. G.E. KAUFER, *Electronic Engineering* (G.B.), novembre 1954, p. 498 à 503.
118. — Inconvénients des circuits sous-alimentés. *TLR* 182, janvier 1954, p. 37.
119. — Tubes reliability. (Revue des articles de 1952 et bibliographie), *P.I.R.E.*, avril 1953, p. 453.
120. — Qualité des tubes électroniques. M.P. GANDIN, *Bulletin de la Société Française des Electriciens*, juin 1953, p. 375 à 380.
121. — Improving electronic reliability (1re partie). H.B. BROOKS, *Tele-Tech* (U.S.A.), août 1955, p. 98 et 99.
122. — Improving electronic reliability (2me partie). H.B. BROOKS, *Tele-Tech* (U.S.A.), septembre 1955.
123. — Méthodes à utiliser pour prévoir la durée de vie des tubes. J.M. ELDIN, *L'Echo des Recherches* (France), janvier 1955, p. 45 à 47.

124. — How to measure tubs reliability. COCKRELL, *Electronic Equipment* (U.S. A.), mai 1955, p. 12 à 15.
125. — Guide des tubes professionnels. *TLR* 186, juin 1954, p. 218.
126. — Guide des tubes. *TLR* 196, juin 1955, p. 206 et 207.
127. — Impédance parasite de cathode. M. BERTHAUD, *Bulletin de la Société Française des Electriciens,* novembre 1953, p. 673 à 675.
128. — L'impédance parasite de cathode. M. BERTHAUD, *L'Onde Electrique,* août-septembre 1954, p. 663 à 673.
129. — Comportement de l'impédance parasite de cathode. A. SAINTE-BEUVE, *Le Vide* (France), juillet-septembre 1954, p. 161.
130. — Impédance parasite de cathode. F. DAILLOUX, *T.S.F. et T.V.*, mai 1955.
131. — Cathode interface desimplified. H.B. FROST, *Transactions of the Institute of Radio Engineers* (U.S.A.), avril 1955, p. 27 à 33.
132. — Mesure de la résistance anormale de la cathode. J.M. EBLIN, *L'Echo des Recherches* (France), octobre 1954, p. 33 à 39.
133. — Régime des résistances. *Component Handbook,* M. 17, p. 43.
134. — Fixed resistors show stability improvment. *EL,* septembre 1954, p. 132.
135. — Les résistances à usage radio-électrique. J. BELLUGUE, *L'Onde Electrique,* mars 1955, p. 189 à 202.
136. — Choix des résistances. *Component Handbook,* M. 17, p. 33.
137. — Les condensateurs électrolytiques. H.E. MIQUELIS, *L'Onde Electrique,* mars 1955, p. 308 à 317.
138. — Evolution de la technique des condensateurs au papier durant les dix dernières années. J.P. MAYEUR, *L'Onde Electrique,* mars 1955, p. 284 à 287.
139. — The effective leakage resistance of several types of capacitors. R.W. TUCKER et S.D. BRESKEND, *Transaction of the Institute of Radio Engineers on Component Parts* (U.S.A.), avril 1955, p. 3 à 9.
140. — Les condensateurs au papier métallisé. B. MORISSE, *TLR* 173, février 1952, p. 47 à 49.
141. — Les condensateurs à laque métallisée. *TLR* 195, mai 1955, p. 130.
142. — Formules pour le calcul des inductances à noyau. *Component Handbook,* M. 17, p. 115.
143. — Transformateurs de puissance. *Component Handbook,* M. 17, p. 130.
144. — Transformateurs à large bande. *Component Handbook,* M. 17, p. 141.
145. — Les relais électromécaniques dans les télécommunications. E. ALIZON, *L'Onde Electrique,* mars 1955, p. 400 à 412.
146. — New relay material improve performance. F. ROCKET, *EL.* janvier 1955, p. 144 à 148.
147. — Relais. *Component Handbook,* M. 17, p. 467 à 516.
148. — Les relais et leur calcul. C. GUILBERT, *TLR* 164, mars-avril 1952, p. 92 à 95 et 98 à 99.
149. — Relay characteristics and uses. C.F. CAMERON, *Tele-Tech* (U.S.A.), avril 1955, p. 97 et 173 à 178.
150. — V.D.R. (Résistances variables avec la tension). *Information technique n° 6,* novembre 1953 (Bulletin édité par la S.A. *La Radiotechnique).*
151. — Technique et Applications des Transistors. H. SCHREIBER, *Société des Editions Radio.*
152. — Transistrons. (Bulletin édité par la S.A. *La Radiotechnique).*
153. — Résistances non linéaires. N. THIEN CHI et J. VERGNOLLES, *L'Onde Electrique,* mars 1955, p. 203 à 219.
154. — V.D.R., résistances variables avec la tension. (Notice *Philips).*
155. — Résistances « Carbohm » (non-linéaires). Notice de la Société *Le Carbone-Lorraine.*
156. — Pièces détachées pour conditions sévères d'emploi. PODOLSKY, *L'Onde Electrique,* août-septembre 1953.
157. — Le problème des pièces détachées d'aviation. M. HERVE, *L'Onde Electrique,* juillet 1955, p. 645 à 654.
158. — Performances evaluation of special « red » tubes. H.J. PRAGER, *R.C.A. Rewiew,* septembre 1953, p. 413 à 426.
159. — Charge exponentielle des condensateurs. *P.R.,* p. 2.18 à 2.21.
160. — Cut-off dans les tubes. *Waveform,* M. 19, p. 73 à 77.

161. — Traceur automatique de courbes pour diodes, triodes, penthodes, transistors. D. KLEIN, *TLR* 194, mars-avril 1955, p. 99 à 102.
162. — Der Kennlinienschreiber, ein universellen Röhrenprufgerät. C. et H. BERTHOLD, *Nachrichten Teknik,* mars 1955, p. 116 à 120 et avril 1955, p. 177 à 179.
163. — Détermination des conditions de fonctionnement des tubes ayant une résistance dans le circuit de cathode. *P.R.,* p. 2.12.
164. — Correction des amplificateurs vidéo vers les hautes fréquences. CHARBONNIER et ROYER, *La Télévision Française,* janvier 1948, p. 10 à 14.
165. — *C.E.,* p. 121 à 123.
166. — *C.E.,* p. 118.
167. — Bande passante des amplificateurs M.F. *P.R.,* p. 4.36.
168. — Le calcul graphique des amplificateurs à circuits décalés. H. ABERDAM, *Télévision,* septembre 1952, n° 26.
169. — Les amplificateurs à large bande. A.V.J. MARTIN, *Télévision* n° 14, juin 1951, p. 127 à 134.
170. — Théorie de la transposition de fréquence. R. CHARBONNIER et J. ROYER, *La Télévision Française,* février 1948, p. 12 à 16.
171. — Abaque pour le calcul de la correction série. *Télévision,* mai 1950, n° 3, page 82.
172. — *C.E.,* p. 30 à 33.
173. — How to design bistable multivibrators. R. PRESSMAN, *EL,* avril 1953, p. 164 à 168.
174. — Bistable multivibrator analysis. P.A. NEETESON, *Electronic Application Bulletin,* août-septembre 1953, p. 131 à 137.
175. A graphical method for flip-flop design. R.F. JOHNSTON et A.G. RATZ, *Communication and Electronics* (U.S.A.), mars 1953, p. 52 à 56.
176. — Eccles-Jordan. *Waveform,* M. 19, p. 164.
177. — L'Eccles-Jordan. J.P.O., *TLR* 181, décembre 1953, p. 439 à 442 et n° 182, janvier 1954, p. 5 à 8.
178. — *C.E.,* p. 37 à 41.
179. — Analyse de la transition entre les états. *Waveform,* M. 19, p. 174 à 179.
180. — Calcul de l'univibrateur à couplage cathodique. *P.R.,* p. 2.53.
181. — Calcul de l'univibrateur à couplage anodique. *P.R.,* p. 2.50.
182. — Trigger de Schmitt. *Waveform,* M. 19, p. 165 et 166.
183. — La bascule de Schmitt. J.P.O., *TLR* 183, février 1954, p. 49 à 53.
184. — *C.E.,* p. 62 à 65.
185. — Phantastron et sanatron. *Waveform,* M. 19, p. 195 à 204.
186. — Phantastron et sanatron. J.P.O., *TLR* 186, juin 1954, p. 202 à 206.
187. — Stabiliseur de tension et de courant à l'usage des laboratoires (151 références bibliographiques). J. MEVEL, *Journal de Physique et du Radium,* avril 1954, p. 290 à 298.
188. — *C.E.,* p. 193 à 198.
189. — Régulation de tension par voie électronique. *Component Handbook,* M. 17, p. 452.
190. — Circuits stabilisateurs. *Electronic Instruments,* M. 21, p. 507.
191. — Réalisation des alimentations stabilisées. *Electronic Instruments,* M. 21, p. 523 à 534.
192. — Alimentation stabilisée. M. BONHOMME, *TLR* 179, octobre 1953, p. 304.
193. — Les alimentations stabilisées. J.P.O., *Télévision* n° 33, mai 1953 et n° 34, juin 1954, p. 151 à 155.
194. — Réalisation pratique des alimentations stabilisées. J.P.O., *Télévision* n° 45, juillet-août 1954, p. 190 à 195.
195. — Heavy duty high stability D.C. power supply. D.M. NEALE, *Journal of the British Institution of Radio Engineers,* mai 1955.
196. — Alimentation stabilisée de précision. *Electronic Instruments,* M. 21, p. 548 à 555.
197. — Alimentation stabilisée de haute précision. *TLR* 177, juillet-août 1953, p. 249.
198. — Stabilisateur de tension de grande précision. *TLR* 174, mars-avril 1953, p. 119.
199. — Laboratory power supply. L. FLEMMING, *EL,* août 1954, p. 224 à 230.

200. — Alimentation stabilisée de laboratoire. *Electronic Instruments,* M. 21, p. 556 à 567.
201. — La régulation de tension par transformateur saturé. *Component Handbook,* M. 17, p. 455.
202. — Stabilisateurs de tension alternative. J. HENRY, *E.I.* n° 3, juillet-août 1955, p. 97 à 100.
203. — Stabilisation de la tension du secteur. G. SZEKELY, *Télévision,* juin 1954, p. 138 à 139.
204. — Utilisation des tubes fer-hydrogène. B. AMIET, *TLR* 184, mars-avril 1954, p. 109 à 112.
205. — Régulation de tension par voie mécanique. *Component Handbook,* M. 17, p. 445.
206. — Régulation de tension par servo-moteur. *Electronic Instruments,* M. 21, p. 534 à 546.
207. — Pile étalon pour régulateur de tension. *Electronic Instruments,* M. 21, p. 496.
208. — Le tube 85 A 1. *TLR* 162, janvier 1952, p. 8.
209. — Tubes à gaz. *Electronic Instruments,* M. 21, p. 495 à 500.
210. — How to design V.R. tubes circuits. G.R. MILES, *EL,* octobre 1952.
211. — Voltage regulator tubes. *EL,* mars 1953, p. 162 à 164.
212. — Lampe-éclair électronique. N.V. ROBINSON, *Revue Technique Philips,* décembre 1954, p. 180 à 192.
213. — *C.E.,* p. 127.
214. — Differential amplifier design. A.M. ANDREWS, *Wireless Engineer* (G.B.), mars 1955, p. 73 à 79.
215. — Modulateur à ligne (généralités). *Pulse generators,* M. 5, p. 8.
216. — Modulateur à ligne à retard. *P.R.,* p. 6.19.
217. — Thyratron à hydrogène. D. CHARLES et R.J. WARNECKE, *Annales de Radioélectricité* (France), juillet 1955, p. 256 à 302.
218. — Thyratron à hydrogène. *Pulse generators,* M. 5, p. 336.
219. — Effet du transformateur sur la raideur des flancs des impulsions. *Pulse generators,* M. 5, p. 563.
220. — Charge résonnante. *Pulse generators,* M. 5, p. 355.
221. — Calcul des transformateurs d'impulsions. *Pulse generators,* M. 5, p. 499.
222. — Design of serie peaking transformer. A.C. SIM, *Wireless Engineer* (G. B.), avril 1953, p. 90 à 93.
223. — Sur les transformateurs d'impulsions à noyau de ferrite. P. GRINET et J. VASTEL, *Annales de l'Institut Polytechnique de Grenoble,* 1953, n° 3, p. 33 et 34.
224. — *C.E.,* p. 82 à 84.
225. — Ultrasonic system detect intruders. S. KEMPNER, *EL,* avril 1952, p. 104.
226. — Design ultrasonic alarm system. S.S. BAGNO, *EL,* août 1955, p. 106 à 112.
227. — A simple timing device. R.H. COOK et R.D. KEYNES, *Journal of scientific Instruments* (G.B.), avril 1953, p. 141.
228. — Les temporisateurs ou « timers » et leurs applications dans l'industrie. P. FRANCK, *Ingénieurs et Techniciens,* mai 1955.
229. — Long period timer. S. ROZENSTEIN, *EL,* juin 1954, p. 185.
230. — Minuterie électronique. GOUREVITCH, *TLR* 176, juin 1953, p. 178.
231. — Relais temporisé simple de 0,1 s à 3 h. *E.C.,* E.I. n° 3, juillet-août 1955, p. 92.
232. — L'univibrateur. J.P.O., *TLR* 175, mars-avril 1953, p. 125 à 128 et *TLR* 176, mai 1953, p. 175 à 179.
233. — Stabilisation of pulse duration in monostable multivibrator. A.C. LUTHER Jr, *R.C.A. Rewiew,* septembre 1955, p. 403 à 422.
234. — Some properties of signal flow graphs. S.J. MASON, *P.I.R.E.,* septembre 1953, p. 1144 à 1156.
235. — Etude logique des circuits électriques. HIGONNET et GREA, *Berger-Levrault,* éditeur.
236. — Functional circuit diagrams. C.E. WILLIAMS, *Wireless World* (G.B.), janvier 1953, p. 19 à 21.
237. — Circuits diagrams. G.W.O.H., *Wireless engineer* (G.B.), janvier 1953, p. 1 et 2.

238. — Designing the chassis. J. LESSER, *EL*, octobre 1954, p. M4 à M14 (pages jaunes entre la page 192 et la page 193).
239. — Colored chassis aids navigational radar maintenance. *EL*, octobre 1954, couverture et page 200.
240. Shielding and potting. S.J. BURRUANOK S. CRAMER et E.F. BAILEY, *EL*, octobre 1954, p. M23 à M28 (pages jaunes entre la page 192 et la page 193).
241. — Fabricating circuits on plastic beadboard. J.H. BIGBEE. *EL*, septembre 1952, p. 126 et 127.
242. — Standard chassis. *Wireless World* (G.B.), septembre 1955.
243. — Châssis à combinaisons multiples pour montages à transistors. M. BONHOMME, *TLR* 200, novembre 1955, p. 410 à 415.
244. — Stabilisation de servomécanismes en courant continu. M. CAMBORNAC et F. LAJEUNESSE, *L'Onde Electrique*, novembre 1951, p. 434 à 455.
245. — Technologie des systèmes asservis. NASLIN, *L'Onde Electrique*, juillet 1954.
246. — Les servomécanismes. J.P.O., *TLR* 194, mars-avril 1955, p. 75 à 79.
247. — Une nouvelle pièce détachée miniature : le condensateur électrolytique au tantale. N. THIEN CHI et J. VERGNOLLES, *L'Onde Electrique*, mars 1955, p. 318 à 339.
248. — Tantalum foil capacitor save space. L.W. FOSTER, *EL*, mai 1953, p. 242 et 244.
249. — Uber das Verhalten von vakuum Photozellen bei Bestrahlung mit Lichtimpulsen. W. KLUG et S. WEBER, *Zeitung angewandte Physik*, mars 1955, p. 126 à 131.

TABLE DES MATIÈRES

PREFACE 5

INTRODUCTION

Décomposition d'un appareil électronique en capteur, transformateur et restituteur. - But de l'ouvrage 7

PREMIERE PARTIE

REALISATION DE LA PARTIE « CAPTEUR »

Généralités 11

Chapitre 1. — CAPTEURS SENSIBLES A L'ELECTRICITE

Généralités 13

A) Appareils sensibles à une tension :

Etage cathodique (généralités) ;
Etage à liaison cathodique à grande impédance d'entrée ;
Etage à liaison cathodique à grande bande passante ;
Etage à liaison cathodique pour coaxial ;
Etage à liaison cathodique transmettant des signaux de grande amplitude .. 14

B) Appareils sensibles à un champ électrique 19

Chapitre 2. — CAPTEURS SENSIBLES A LA LUMIERE

A) Les différents types de systèmes photo-sensibles :

1°) Les photo-résistances 22
2°) Les photopiles 24
3°) Les cellules photo-électriques proprement dites 24
4°) Les bolomètres 27
5°) Le relais photo-ionique 27
6°) Le relais photo-chimique 28

B) Les caractéristiques décelables et mesurables de la lumière 29

C) Propriétés des différents types de systèmes photo-sensibles 31

D) Circuits à utiliser avec les cellules :

Circuits d'alimentation des cellules à vide ordinaires ;
Circuits d'alimentation des photomultiplicateurs ;
Amplification des courants photo-électriques ;
Définition des unités photométriques ;
Exemple de calcul de flux lumineux 33

E) Possibilités d'emploi des cellules 52

Chapitre 3. — CAPTEURS SENSIBLES AUX RAYONNEMENTS NUCLEAIRES

A) Les rayonnements nucléaires 54
B) Les sources produisant des rayonnements nucléaires 55
C) Les engins sensibles aux rayonnements nucléaires :
Chambre d'ionisation ; unité « r » ;
Tubes de Geiger-Müller ;
Scintillateurs 56
D) Circuits utilisés avec les appareils sensibles aux rayons nucléaires :
Montages utilisant des chambres d'ionisation ;
Montages utilisant des tubes de Geiger-Müller ;
Montages utilisant un photo-scintillateur 60
E) Possibilités d'emploi des appareils sensibles aux rayonnements nucléaires. 72

Chapitre 4. — CAPTEURS SENSIBLES AUX FORCES 75

A) Les capteurs sensibles aux forces 76
B) Les circuits associés à ces capteurs 77
C) Les possibilités de mesures des contraintes 78

Chapitre 5. — CAPTEURS SENSIBLES A LA TEMPERATURE

A) Les capteurs thermosensibles :
Le thermomètre à contact ;
Les couples thermo-électriques ;
Les résistances métalliques et les thermistances 80
B) Circuits associés aux capteurs thermosensibles 83
C) Possibilités des appareils munis de capteurs thermosensibles 88

Chapitre 6. — CAPTEURS SENSIBLES AUX DEPLACEMENTS 90

A) Capteurs utilisables pour les mesures de déplacements rapides 91
B) Montages utilisables avec les capteurs de déplacements rapides 96

Chapitre 7. — CAPTEURS SENSIBLES A DES ACTIONS CHIMIQUES

Généralités : définition du pH et potentiel d'oxydo-réduction 98
A) Capteurs sensibles au pH d'une solution 100
B) Capteurs sensibles au potentiel d'oxydo-réduction d'une solution 101
C) Circuits utilisés pour les mesures électrochimiques 102
D) Possibilités d'emploi des capteurs électrochimiques 103

DEUXIEME PARTIE

REALISATION DE LA PARTIE ELECTRONIQUE PROPREMENT DITE

Généralités 104

Chapitre 8. — REGLES D'ASSEMBLAGES DES CIRCUITS ELEMENTAIRES

A) Les couplages 106
B) Les découplages 114

Chapitre 9. — CONDITIONS D'EMPLOI DES PIECES DETACHEES

Généralités 125
A) Les tubes 126
B) Les résistances 136
C) Les condensateurs 139
D) Les bobinages 140
E) Les relais 141
F) Les semiconducteurs 143
G) Conditions spéciales d'emploi des pièces détachées 143

Chapitre 10. — CALCUL DES ELEMENTS DES MONTAGES DE BASE

Généralités 145
A) Rappel de quelques notions de mathématiques et d'électricité :
Lois d'Ohm, de Joule ;
Charge et décharge exponentielle des condensateurs ;
Calcul des tensions et courants alternatifs par la méthode vectorielle ;
Calcul des courants et tensions alternatifs par la méthode des nombres complexes. 146
B) Transformations simplifiant les calculs :
Le théorème de Thévenin ;
La transformation de Thévenin ;
La transformation étoile-triangle 151
C) Utilisation de constructions graphiques :
Nécessité des constructions graphiques ;
Tracé des caractéristiques de tubes ;
Cas d'un tube ayant une résistance dans son circuit cathodique 159
D) Calcul des éléments des amplificateurs :
Amplificateurs B. F. ou vidéo ;
Amplificateurs M. F. ou H. F. ; transposition de fréquence 166
E) Calcul des éléments des montages oscillateurs 178
F) Calcul des éléments des montages à plusieurs états d'équilibre :
L'Eccles-Jordan ;
L'univibrateur ;
Le « trigger » de Schmitt 179
G) Calcul des éléments des montages destinés à fournir du courant continu. 191

Chapitre 11. — EXEMPLES DE REALISATIONS COMMENTEES

A) Lampe-éclair à déclenchement retardé 194
B) Amplificateur vertical d'oscilloscope 201
C) Générateur d'hyperfréquences pour applications médicales 211

TROISIEME PARTIE

REALISATION DE L'APPAREIL DANS SON ENSEMBLE

Généralités 220

Chapitre 12. — LA CONCEPTION TECHNIQUE DE L'APPAREIL

A) La détermination du schéma-bloc :
Exemple de l'appareil détecteur d'intrus 221

Opérations échelonnées dans le temps 225
Analogie mécanique 226
Etablissement d'une « carte des signaux » 230
Etude des diagrammes de passage et de l'algèbre logique 231

B) Le passage au schéma détaillé :

Le passage au schéma semi-détaillé ;
Détails sur le tracé du schéma (sous-ensembles, indications de câblage) ;
Les commandes (de maintenance et d'exploitation) ;
Les contrôles 232

Chapitre 13. — LA CONSTRUCTION PRATIQUE DE L'APPAREIL

Généralités 242

A) La partie purement mécanique de la réalisation :

Le châssis ;
Montages noyés dans une matière plastique ;
Principes à respecter (voisinages dangereux, accessibilité aux éléments, facilité de câblage) ;
La réalisation des maquettes ;
Les assemblages de châssis (racks ou baies) 242

B) Les questions technologiques de montage et de câblage 249

Chapitre 14. — ADAPTATION DE L'APPAREIL A L'UTILISATEUR

A) La simplicité fonctionnelle 252
Le groupement des commandes 253
L'indépendance des commandes 253
La multiplicité des contrôles 254
La réduction du nombre de types de tubes et de pièces détachées 254
B) La documentation : rédaction de la notice 254

QUATRIEME PARTIE

EXEMPLES DE REALISATIONS D'APPAREILS

A) Système « Suiveur de spot » 258
B) Système de sécurité d'une centrale nucléaire 267
C) Photomètre intégrateur pour l'étude des lampes « flash » de photographie 274

ADDITIF : **Le câblage imprimé** 280

CARACTERISTIQUES ET COURBES

A) Cellules photo-électriques :

Courbes de cellules typiques, sensibilités spectrales 282
Tableau des cellules photo-électriques 283
B) Tubes de Geiger. - Tableau des tubes 284
C) Tubes 3S4 en triode inversée (réseaux de courbes) 287
D) Courbes des charge et décharge exponentielles 288

BIBLIOGRAPHIE 291

UN LIVRE DE BASE

CIRCUITS ÉLECTRONIQUES

par J.-P. ŒHMICHEN

★ Tout l'art de l'ingénieur électronicien consiste à savoir « traduire » en signaux électriques une grandeur variable, à transformer ces signaux d'une manière appropriée et à leur faire accomplir l'action désirée. Produire les signaux, les *transformer*, les *mesurer* et les *utiliser*, tels sont les quatre sujets traités dans ce livre.

★ L'auteur y analyse en détail les divers circuits qui ont été établis en vue d'assumer ces fonctions variées. Le technicien qui aura assimilé la riche substance de l'ouvrage, qui aura compris tous les « pourquoi » et « comment » des montages décrits, n'aura aucune peine à appliquer les connaissances ainsi acquises dans les cas les plus variés de la pratique.

★ En assemblant les circuits élémentaires qui sont les véritables « briques » de tout édifice électronique, le technicien opérera sans difficulté une vaste synthèse qui permettra de mettre l'électronique au service de toutes les branches de la science, de la technique et de l'industrie.

★ Ce livre, on le conçoit, fait mieux que d'enseigner certaines applications de l'électronique : il offre *la solution de tous les problèmes électroniques quelle qu'en soit la nature.*

1 — PRODUCTION DES SIGNAUX

Oscillateurs L-C, électromécaniques, R-C. Signaux rectangulaires, Multivibrateurs, Flip-flop, Tops, Dents de scie, signaux variés.

2. — TRANSFORMATION DES SIGNAUX

Amplificateurs Atténuateurs. Discriminateurs. Différentiateurs. Intégrateurs. Diviseurs et multiplicateurs de fréquence.

3. — MESURE DES SIGNAUX

Mesure de tension efficace et de tension de crête. Mesures de fréquence et de phase. Etude de la forme et analyse des signaux.

4. — UTILISATION DES SIGNAUX

Rotation d'un moteur Vibrations. Relais. Servomécanismes. Selsyns. Transmission de grandeurs. Action sur la lumière.

Un beau volume de 256 pages (160x240) illustré de 195 schémas et croquis

PRIX : 1.200 Fr. ★ Par poste : 1.320 Fr.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob, PARIS-VI^e^ - Ch. P. Paris 1164-34 - Tél. ODÉon 13-65

En Belgique : S^té^ Belge des Editions Radio, 164, Chaussée de Charleroi, Bruxelles

POUR RESTER « A LA PAGE », lisez

TOUTE LA RADIO

Revue mensuelle de technique expliquée et appliquée
Fondée en 1934
DIRECTEUR : **E. AISBERG**

◆

Réputée dans le monde entier comme la principale revue technique française de radio, TOUTE LA RADIO tient ses lecteurs au courant de tous les progrès de l'électronique, des télécommunications et de la télévision. Rédigée par une élite de techniciens, elle s'adresse à tous les spécialistes de la radio.

LE NUMERO FRANCO : **235 FR.**

TELEVISION

Magazine mensuel fondé en 1939
DIRECTEUR : **E. AISBERG**

◆

Théorie et pratique de la nouvelle technique de la transmission des images et ses développements les plus récents dans le monde. Réalisation des récepteurs de télévision et des appareils de mesure correspondants. Conseils pour la mise au point et le dépannage des téléviseurs. Confection des bobinages. Revue de la presse étrangère spécialisée. Examen de nouvelles pièces détachées.

LE NUMERO FRANCO : **160 FR.**

RADIO CONSTRUCTEUR & DÉPANNEUR

Revue mensuelle
de pratique radioélectrique
fondée en 1937
Rédacteur en chef : **W. SOROKINE**

◆

C'est la revue des techniciens, dépanneurs et agents techniques. Dans chaque numéro, elle publie de nombreux montages de récepteurs, amplificateurs, appareils de mesure, émetteurs, etc., avec schémas, photographies, et plans de câblage rendant leur réalisation aisée. Abondante documentation pratique et études de perfectionnement instructives.

LE NUMERO FRANCO : **160 FR.**

électronique *industrielle*

Revue bimestrielle
de technique moderne
destinée aux promoteurs
et aux utilisateurs des
méthodes et appareils
électroniques.

◆

Toutes les applications de l'électronique à tous les domaines de l'industrie.

LE NUMERO FRANCO : **310 FR.**

Nos revues n'étant mises en vente que chez certains libraires ou marchands de journaux, le meilleur moyen de s'en assurer le service est de souscrire un abonnement. — Conditions et bulletin adressés sur demande.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob - PARIS (6e)

Téléphone : ODEon 13-65 C. C. P. Paris 1164-34

LES MEILLEURS LIVRES TECHNIQUES

ALIGNEMENT DES RECEPTEURS RADIO, par **W. Sorokine.** — Circuits oscillants, bobinages, commande unique, anomalies, pratique de l'alignement.
128 pages, format 16 × 24 ..... **600 fr.**

BASES DU DEPANNAGE, vol. 1, par **W. Sorokine.** — Tout ce qu'un dépanneur doit savoir sur l'alimentation et l'amplification B. F.
328 pages, format 16 × 24 ..... **1.080 fr.**

BASES DU DEPANNAGE, vol. 2, par **W. Sorokine.** — Amplification H. F. et M. F., changement de fréquence et détection.
288 pages, format 16 × 24 ..... **1.080 fr.**

BLOCS D'ACCORD 54, par **W. Sorokine.** — Schémas de branchements et d'utilisation des blocs de bobinages commerciaux utilisés en 1954.
32 pages, format 21 × 27 ..... **240 fr.**

LA CLEF DES DEPANNAGES, par **E. Guyot.** — Cet ouvrage se compose d'une suite de pannes logiquement classées, avec le diagnostic correspondant et les remèdes à appliquer.
80 pages, format 13 × 22 ..... **300 fr.**

COURS FONDAMENTAL DE RADIOELECTRICITE PRATIQUE, publié sous la direction de **W. L. Everitt.** — Ouvrage de chevet de l'étudiant spécialisé en radio, et du technicien qui veut compléter la lecture de « La Radio ?... mais c'est très simple ! ».
366 pages, format 16 × 24 ..... **1.080 fr.**

DEPANNAGE DES POSTES DE MARQUE, par **W. Sorokine.** — Une documentation pratique sur les pannes courantes des radio-récepteurs commerciaux.
160 pages, format 13 × 18 ..... **240 fr.**

DICTIONNAIRE RADIO TECHNIQUE ANGLAIS-FRANÇAIS, par **L. Gaudillat.** — Traduction de tous les termes et abréviations utilisés en électricité et radioélectricité. Tableaux d'unités anglaises et équivalences.
84 pages, format 13 × 18 ..... **240 fr.**

LA GUERRE AUX PARASITES, par **L. Savournin.** — Etude de la propagation des parasites. Lutte contre ces derniers. Etat actuel de la législation.
72 pages, format 16 × 24 ..... **120 fr.**

LA RADIO ?... MAIS C'EST TRES SIMPLE ! par **E. Aisberg.** — Le meilleur ouvrage d'initiation.
152 pages, format 18 × 23 ..... **450 fr.**

LA TELEVISION ?... MAIS C'EST TRES SIMPLE ! par **E. Aisberg.** — Un ouvrage sérieux sous une forme agréable ; indispensable aux débutants en télévision.
168 pages, format 18 × 23 ..... **600 fr.**

MANUEL DE CONSTRUCTION RADIO, par **J. Lafaye.** — Etude de la construction d'un châssis et du choix des pièces détachées.
96 pages, format 16 × 24 ..... **180 fr.**

MATHEMATIQUES POUR TECHNICIENS, par **E. Aisberg.** — Cours complet d'arithmétique et algèbre destiné aux techniciens. Nombreux problèmes avec leurs solutions.
288 pages, format 16 × 24 ..... **660 fr.**

LE MULTI-TRACER, par **H. Schreiber.** — Etude, construction et utilisation d'un appareil à dépanner (méthode de l'analyse néo-dynamique).
68 pages, format 16 × 24 ..... **360 fr.**

500 PANNES, par **W. Sorokine.** — Etude pratique, avec diagnostic et remèdes, de 500 pannes caractéristiques; ouvrages remplaçant 100 pannes, épuisé.
244 pages, format 13 × 21 ..... **600 fr.**

LA PRATIQUE DE LA CONSTRUCTION RADIO, par **E. Frechet.** — L'ouvrage des jeunes techniciens; étude des pièces détachées; construction, câblage et alignement d'un récepteur.
80 pages, format 13 × 22 ..... **360 fr.**

PRODUCTION ET APPLICATIONS DE L'ENERGIE ATOMIQUE, par **H. Piraux.** — Physique nucléaire, isotopes, réacteurs, le présent et l'avenir de l'énergie atomique.
128 pages, format 16 × 24 ..... **600 fr.**

TECHNIQUE ET APPLICATIONS DES TUBES ELECTRONIQUES, par **H.-J. Reich.** — Un cours complet sur la théorie et l'utilisation des tubes électroniques dans l'électronique et dans les télécommunications.
320 pages, format 16 × 24 ..... **1.080 fr.**

TELEVISION DEPANNAGE, par **A.-V.-J. Martin.** — Un ouvrage indispensable pour les dépanneurs et metteurs au point.
176 pages, format 13 × 21 ..... **600 fr.**

VOLTMETRES ELECTRONIQUES, par **F. Haas.** — Etude, réalisation et utilisation des voltmètres à lampes modernes.
88 pages, format 13 × 21 ..... **360 fr.**

MAJORATION DE 10 % POUR FRAIS D'ENVOI (MINIMUM : **50 Fr.**)

(Voir le début page 2 de couverture)

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob - PARIS-VI[e] Ch. P. 1164-34

★ Dans « CIRCUITS ÉLECTRONIQUES », J.-P. Œhmichen a passé en revue les principaux circuits capables de produire, transformer, mesurer et utiliser les signaux électriques.

Comment — en possession des connaissances ainsi exposées — concevoir et réaliser les appareils correspondants ? Le présent volume répond à cette question. Il se compose des parties suivantes : CAPTEURS - RÉALISATION DE LA PARTIE ÉLECTRONIQUE - RÉALISATION DE L'APPAREIL DANS SON ENSEMBLE - EXEMPLES DE CONCEPTION - CALCUL - EXÉCUTION ET MISE AU POINT - CARACTÉRISTIQUES ET COURBES DE QUELQUES ÉLÉMENTS SPÉCIAUX.

★ De la sorte, le lecteur sera en mesure de choisir en connaissance de cause l'organe transducteur d'entrée, d'établir le schéma-bloc de l'ensemble, puis de passer au schéma détaillé en calculant les valeurs optima d'éléments (résistances, condensateurs) et en déterminant les types appropriés des transformateurs, tubes, semi-conducteurs, relais, etc., ainsi que leurs meilleures conditions d'utilisation.

★ Mais ce n'est pas tout : il faut encore construire l'appareil ainsi conçu et le doter de la sécurité de fonctionnement exigée par l'industrie, ce qui nécessite l'obéissance à des règles technologiques précises.

Pour bien illustrer l'application de ces principes, l'auteur a tenu à développer quelques exemples de réalisations :

- **Lampe flash à déclenchement retardé**
- **Amplificateur vertical d'oscilloscope**
- **Générateur d'hyperfréquences pour applications médicales**
- **Appareil détecteur d'intrus**
- **Servomécanisme suiveur de spot**
- **Système de sécurité d'une centrale nucléaire**
- **Photomètre intégrateur pour étude de lampe-éclair**

★ Une très abondante bibliographie vient enrichir cet ouvrage qui se révèle ainsi véritablement indispensable à la culture de l'électronicien moderne, quelle que soit sa spécialisation.